



**Уральский  
федеральный  
университет**

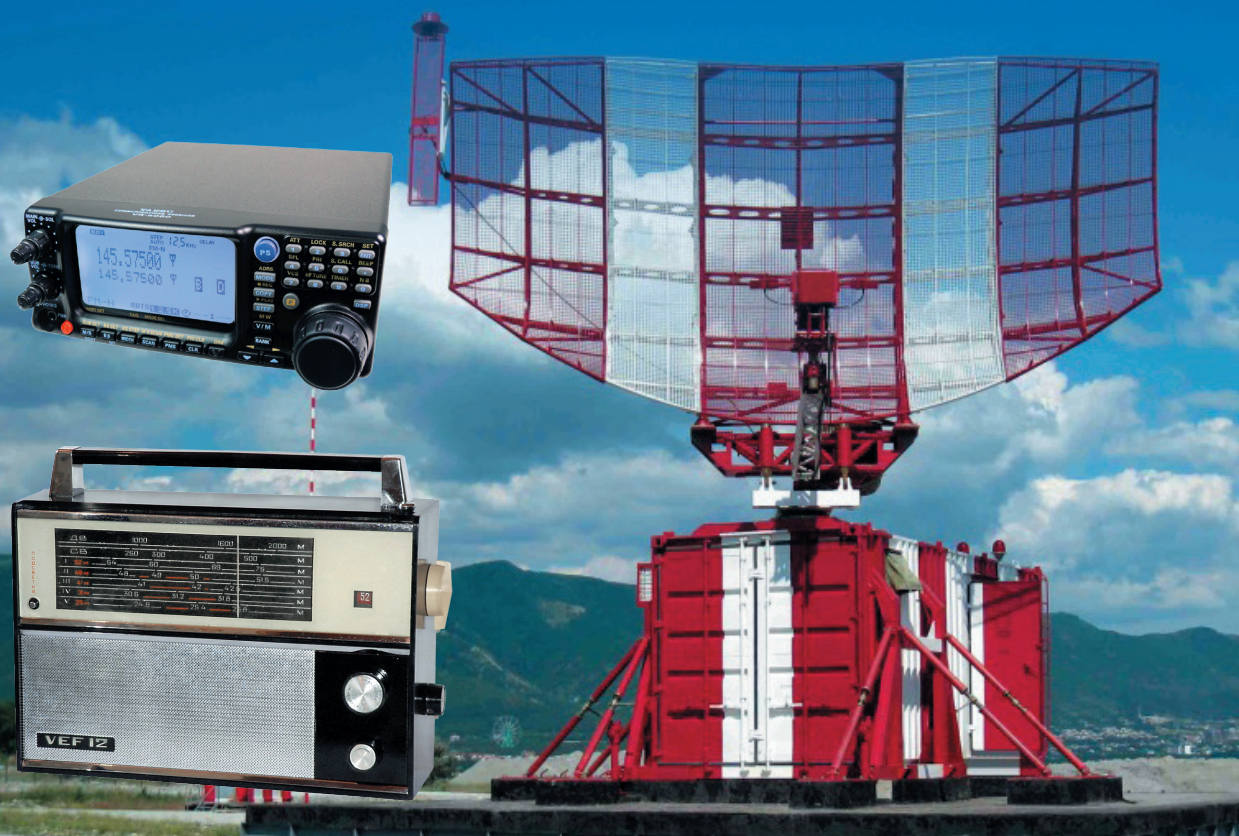
имени первого Президента  
России Б.Н.Ельцина

**Институт радиоэлектроники  
и информационных  
технологий**

**Ю. В. МАРКОВ  
А. С. БОКОВ**

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебно-методическое пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации  
Уральский федеральный университет  
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебно-методическое пособие  
по курсу «Устройства приема и обработки сигналов»  
для студентов всех форм обучения специальностей:  
**210400.62** Радиотехника. Бакалавр Б.3.10.  
Основы цифровой обработки сигналов;  
**210700.62** Системы мобильной связи. Бакалавр Б.3.19.  
Радиоприемные устройства систем мобильной связи;  
**210601.65** Радиоэлектронные системы и комплексы.  
Специалист С. 3.18. Устройства приема и обработки сигналов;  
**090302.65** Защита информации в системах связи и управления.  
Специалист С. 3.30. Устройства приема и обработки сигналов

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2015

УДК 621.391(078)

ББК 32.811.3я73

М26

Рецензенты:

зам. завкафедрой общепрофессиональных дисциплин и технических специальностей Уральского технического института связи и информатики доц., канд. техн. наук Н. В. Будылдина;

зам. начальника конструкторского отдела ОАО «ОКБ «Новатор»,  
канд. техн. наук А. В. Соловьянов

Научный редактор доц., канд. техн. наук Н. П. Никитин

**Марков, Ю. В.**

М26 Проектирование устройств приема и обработки сигналов : учебно-методическое пособие / Ю. В. Марков, А. С. Боков. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2015. — 112 с.

ISBN 978-5-7996-1497-3

Учебно-методическое пособие предназначено для использования при курсовом проектировании по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» студентами всех форм обучения и содержат задания на курсовое проектирование радиоприемных устройств.

В пособии излагаются основные принципы и этапы курсового проектирования, дается краткое содержание основных этапов проектирования. Приведены характеристики основных типов радиоприемных устройств, их узлов и блоков, методики их расчета, список рекомендуемой литературы. Указаны требования по оформлению результатов курсового проектирования.

Библиогр.: 18 назв. Рис. 55. Табл. 11. Прил. 1.

УДК 621.391(078)

ББК 32.811.3я73

Подготовлено кафедрой «Радиоэлектроника информационных систем».

ISBN 978-5-7996-1497-3

© Уральский федеральный  
университет, 2015

# Оглавление

---

Основные сокращения .....	5
<b>1. Общие вопросы проектирования радиоприемных устройств.....</b>	<b>7</b>
1.1. Параметры радиоприемных устройств.....	7
1.2. Классификация радиоприемных устройств.....	11
1.3. Основные стадии проектирования.....	12
<b>2. Основные типы радиоприемных устройств .....</b>	<b>14</b>
2.1. Радиовещательные приемники .....	14
2.2. Магистральные приемные устройства .....	18
2.3. Радиолокационные приемники.....	23
2.4. Приемники цифровых данных .....	32
<b>3. Эскизное проектирование .....</b>	<b>37</b>
3.1. Выбор типа структурной схемы .....	37
3.2. Расчет сквозной полосы пропускания приемника .....	40
3.3. Определение числа поддиапазонов.....	43
3.4. Выбор структуры преселектора и числа преобразований частоты .....	43
3.5. Определение избирательной системы тракта промежуточной частоты.....	46
3.6. Выбор первых каскадов радиоприемника и структуры преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума ....	47
3.7. Распределение усиления между трактами радиоприемника ....	49
3.8. Оценка динамического диапазона приемника.....	51
3.9. Выбор регулировок приемника.....	56
3.10. Выбор тракта усиления низкой частоты .....	57
3.11. Разработка структурной схемы приемника .....	58
<b>4. Типовые узлы и блоки радиоприемных устройств .....</b>	<b>59</b>
4.1. Входные цепи .....	59
4.1.1. Перестраиваемые входные цепи .....	60

4.1.2. Неперестраиваемые входные цепи .....	64
4.1.3. Разбиение на поддиапазоны.....	64
4.1.4. Особенности конструкции входных цепей различных диапазонов волн .....	65
4.2. Усилители радиочастоты и промежуточной частоты.....	66
4.2.1. Распределенная и сосредоточенная избирательность ....	66
4.2.2. Типовые схемы УПЧ.....	67
4.2.3. Устойчивость усилителей радиочастоты .....	69
4.2.4. Расчет селективного усилителя .....	70
4.3. Преобразователи частоты .....	75
4.3.1. Транзисторные преобразователи .....	76
4.3.2. Диодные преобразователи .....	78
4.3.3. Гетеродины приемников .....	80
4.4. Детекторы сигналов.....	81
4.4.1. Амплитудные детекторы.....	82
4.4.2. Фазовые детекторы .....	83
4.4.3. Частотные детекторы .....	85
4.5. Автоматическая регулировка усиления .....	87
4.6. Автоматическая подстройка частоты.....	92
4.6.1. Частотная автоподстройка частоты .....	93
4.6.2. Фазовая автоподстройка частоты.....	96
<b>5. Элементная база .....</b>	<b>97</b>
<b>6. Организационные основы курсового проектирования.....</b>	<b>101</b>
6.1. Цели и задачи курсового проектирования .....	101
6.2. Содержание проекта .....	102
6.3. Календарный план выполнения курсового проекта.....	103
6.4. Оформление технической документации .....	103
Библиографический список .....	104
Приложение.....	106

## Основные сокращения

---

АГ — автогенератор  
АД — амплитудный детектор  
АМ (АМн) — амплитудная модуляция (манипуляция)  
АПЧ — автоматическая подстройка частоты  
АРУ — автоматическая регулировка усиления  
АЦП — аналого-цифровой преобразователь  
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика  
БАРУ — быстрая автоматическая регулировка усиления  
БТ — биполярный транзистор  
ВАХ — вольт-амперная характеристика  
ВЦ — входная цепь  
ВЧ — высокая частота  
ВУ — видеоусилитель  
Г — гетеродин  
ГКРЧ — Государственная комиссия по радиочастотам  
ДВ — длинные волны  
ИМ — импульсная модуляция  
ИМС — интегральная микросхема  
КВ — короткие волны  
НЧ — низкая частота  
ОГ — опорный генератор  
ОУ — оконечное устройство  
ПАВ — поверхностные акустические волны  
ПТ — полевой транзистор  
ПУ — пороговое устройство  
ПФ — полосовой фильтр  
ПЧ — промежуточная частота  
РЛС — радиолокационная станция  
РПрУ — радиоприемное устройство  
РУ — регулируемый усилитель  
СВ — средние волны

СВЧ — сверхвысокая частота  
См. — смеситель  
СУ — селективный усилитель  
СФ — согласованный фильтр  
СЧ — синтезатор частоты  
ТЗ — техническое задание  
УКВ — ультракороткие волны  
УНЧ — усилитель низких частот  
УПТ — усилитель постоянного тока  
УПЧ — усилитель промежуточной частоты  
УРЧ — усилитель радиочастоты  
УЭ — управляющий элемент  
ФАПЧ — фазовая автоматическая подстройка частоты  
ФД — фазовый детектор  
ФМн — фазовая манипуляция  
ФНЧ — фильтр низких частот  
ФПЧ — фильтр промежуточной частоты  
ФСС — фильтр сосредоточенной селекции  
ФЧХ — фазочастотная характеристика  
ЦАП — цифроаналоговый преобразователь  
ЦОС — цифровая обработка сигнала  
ЦСП — цифровой сигнальный процессор  
ЧАПЧ — частотная автоматическая подстройка частоты  
ЧД — частотный детектор  
ЧМ (ЧМн) — частотная модуляция (манипуляция)  
ШИМ — широтно-импульсная модуляция  
ШПТЛ — широкополосная трансформаторная линия  
ЭДС — электродвижущая сила  
DRM — Digital Radio Mondiale (стандарт цифрового радиовещания)  
FM — Frequency Modulation (см. ЧМ)

# 1. Общие вопросы проектирования радиоприемных устройств

---

**Р**адиоприемным устройством (РПрУ) называется устройство для приема электромагнитных волн радиодиапазона (то есть с длиной волны от нескольких тысяч метров до долей миллиметра) с последующим преобразованием содержащейся в них информации к виду, в котором она могла бы быть использована.

Радиоприемное устройство состоит из антенны, радиоприемника и оконечного устройства [2]. В данном пособии рассматриваются только вопросы проектирования радиоприемников.

## 1.1. Параметры радиоприемных устройств

---

В техническом задании на проектирование обычно указываются электрические, конструктивно-эксплуатационные и производственно-экономические показатели [2].

К основным *электрическим* характеристикам относятся верность воспроизведения сообщения, диапазон рабочих частот, чувствительность, избирательность, динамический диапазон, помехоустойчивость, эффективность регулировок и электромагнитная совместимость.

К *конструктивно-эксплуатационным* характеристикам относятся масса, габариты, экономичность питания, надежность, ремонтпригодность, эргономические показатели и стабильность характеристик при изменении условий эксплуатации.

В *производственно-экономические* показатели входят стоимость, степень интеграции и унификации узлов, серийноспособность, вид технологического процесса при изготовлении и сроки разработки.



В задании на учебное проектирование приводится только некоторая часть этих показателей, остальные дорабатываются студентом в процессе проектирования. Заданные показатели обязательно должны быть выдержаны, желательно с некоторым запасом, учитывающим старение элементов и различия в условиях эксплуатации. Однако значительное превышение качественных показателей недопустимо. Это связано с тем, что улучшение одних характеристик всегда сопровождается ухудшением других. Например, при увеличении чувствительности приемника может ухудшиться его избирательность, уменьшиться динамический диапазон, возрасти стоимость и т. д. На стадии проектирования необходимо достигнуть некоторого компромисса, обеспечивающего достаточно высокие показатели по всей совокупности параметров.

Качественные показатели супергетеродинного приемника определяются следующими электрическими характеристиками:

1. *Чувствительность* — способность приемника принимать слабые сигналы. Количественно для радиоприемников умеренно высоких частот чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне  $E_A$  нормально модулированного сигнала, при которой на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качеством.

Под требуемым качеством можно понимать:

- получение заданного уровня сигнала на выходе приемника (так определяется максимальная чувствительность);
- получение определенного отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе приемника (так определяется *реальная чувствительность*);
- выполнение одного из вероятностных критериев качества приема (вероятность правильного приема, вероятность ошибки).

2. *Избирательность (селективность)* — способность приемника выделять полезный сигнал, ослабляя действие помех.

Основное значение имеет частотная избирательность. Различают односигнальную и многосигнальную (эффективную) частотную избирательность.

*Односигнальная* избирательность определяется амплитудно-частотной характеристикой фильтров усилительно-преобразовательного тракта приемника при действии на его входе одного малого сигнала, не вызывающего нелинейных эффектов. Она оценивается по нормированной амплитудно-частотной характеристике:

$$\gamma(f) = \frac{K(f)}{K_0},$$

где  $K(f)$  — модуль коэффициента усиления по напряжению на произвольной частоте  $f$ ,  $K_0$  — резонансный коэффициент усиления. Селективность оценивается обратной величиной:

$$Se = K_0/K(f)$$

и определяет ослабление помехи при заданной расстройке  $\Delta f = f - f_0$ .

Обычно избирательность выражается в децибелах:

$$Se = 20 \lg (K_0/K(f)), \text{ дБ.}$$

Методом односигнальной избирательности оценивается также избирательность по побочным каналам приема супергетеродинного приемника: по зеркальному каналу, по каналу прямого прохождения, по каналам преобразования частоты, образованным гармониками частоты гетеродина.

В условиях действия сильных помех, приводящих к эффектам блокирования сигнала, перекрестной модуляции и интермодуляции, используется понятие *эффективной* или *многосигнальной* избирательности.

*Блокированием* называют уменьшение коэффициента усиления усилительно-преобразовательного тракта под действием сильных мешающих сигналов с частотами, отличающимися от частот основного и побочного каналов приема. *Перекрестная модуляция* проявляется в переносе модуляции помехи на несущую полезного сигнала за счет нелинейности усилительно-преобразовательного тракта. *Интермодуляция* заключается в том, что при воздействии на нелинейный элемент усилительно-преобразовательного тракта двух или более помех различных частот на его выходе в спектре интермодуляционных колебаний вида  $mf_1 \pm nf_2 \pm pf_3 \pm \dots$  возникает составляющая, совпадающая либо с частотой настройки приемника, либо с частотой какого-то побочного канала приема.

Количественно многосигнальная избирательность может быть оценена *полосой забития* сигнала, *коэффициентом перекрестной модуляции* или *допустимым уровнем взаимомодулирующих сигналов*.

3. *Помехоустойчивость* — способность приемника обеспечивать нормальное функционирование в условиях воздействия определенной совокупности помех. Существуют различные критерии количественной оценки помехоустойчивости: вероятностный, энергетический, артикуляционный.

4. *Электромагнитная совместимость* — возможность приемника работать совместно с другими радиоэлектронными устройствами и системами.

5. *Верность воспроизведения сообщений*. Количественно верность воспроизведения оценивается искажениями выходного сигнала приемника по отношению к модулирующей функции. К статическим искажениям относятся линейные (амплитудно-частотные и фазовые) и нелинейные (коэффициенты гармоник основной частоты модуляции). К динамическим искажениям относятся переходные искажения, характеризующие временную зависимость выходного напряжения приемника при подаче на его вход радиоимпульса (время запаздывания импульса, время нарастания переднего фронта, выброс переходной характеристики, спад плоской вершины импульса).

6. *Динамический диапазон* характеризует допустимый минимальный и допустимый максимальный уровни входных сигналов. Динамический диапазон по основному каналу приема — это пределы изменения уровня входных сигналов, при которых потеря информации не превышает заданного значения. Нижняя граница динамического диапазона по основному каналу приема ограничена шумами приемника, верхняя — нелинейными искажениями. Динамический диапазон по соседним каналам приема ограничен искажениями информации, возникающими за счет действия мощных помех, действующих в соседних каналах.

Среди других электрических характеристик отметим характеристики частотной настройки (диапазон или набор рабочих частот), параметры регулировок, выходную мощность, параметры системы питания. Кроме электрических характеристик, большое значение имеют конструктивно-эксплуатационные и производственно-экономические характеристики.

Большинство характеристик приемника определяются его линейным трактом, под которым понимают совокупность каскадов, включенных последовательно между антенно-фидерным трактом и детектором. В приемниках сигналов с частотной или фазовой модуляцией, содержащих ограничитель амплитуды, линейный тракт заканчивается на входе ограничителя.

## 1.2. Классификация радиоприемных устройств

---

Радиоприемники можно классифицировать по ряду признаков, из которых основными являются [17]:

- назначение приемника;
- диапазон принимаемых частот;
- вид принимаемых сигналов;
- тип структурной схемы;
- форма выполнения основных операций над сигналом;
- вид активных элементов, используемых в приемнике;
- тип конструкции приемника.

*По назначению* различают приемники связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, ретрансляционные и многие другие. Назначение приемника во многом определяет технические решения, выбираемые при проектировании.

*Диапазон частот радиосигналов* весьма широк: от 3 кГц до 300 ГГц, что соответствует волнам от 100 км до 1 мм. Приемник может быть предназначен для работы на одной или нескольких фиксированных частотах, или в некотором диапазоне частот. От диапазона частот напрямую зависит выбор активных элементов (транзисторов и микросхем) и резонансных систем (с сосредоточенными или распределенными постоянными).

*Вид принимаемых сигналов* определяется видом модуляции или ее отсутствием. Используются непрерывные, дискретные и цифровые сигналы. В случае непрерывных сигналов применяют амплитудную, частотную или фазовую модуляцию. В случае дискретных сигналов применяют аналогичные виды манипуляции. Радиолокационный импульсный сигнал может быть немодулированным. Кроме простых сигналов, имеющих базу порядка единицы, применяют сложные сигналы, база которых значительно больше единицы по порядку величины. Полоса пропускания главного тракта приемника всегда согласуется с шириной спектра принимаемого сигнала. Способ детектирования определяется видом модуляции.

*По типу структурной схемы* различают приемники прямого усиления, прямого преобразования и супергетеродинные приемники. Наилучшие качественные показатели обеспечивает применение супергетеродинной схемы. В профессиональных приемниках используют двойное и тройное преобразование частоты.

*Основные операции над сигналом* могут выполняться в аналоговой, цифровой или цифроаналоговой форме. Усилительно-преобразовательный тракт обычно является аналоговым, демодуляция и последующая обработка сигналов в современных приемниках часто делается цифровой.

В качестве *активных элементов* широко применяются полевые и биполярные транзисторы и интегральные микросхемы. Элементная база постоянно обновляется.

*Конструктивно* приемники выполняются на основе печатного или объемного монтажа с использованием интегральных микросхем, представляющих собой каскады, узлы приемников и даже целые приемники.

При учебном проектировании целесообразно начать работу с ознакомления с типовыми решениями, применяемыми в приемниках определенного назначения. Эти решения выверены многолетней практикой и их стоит придерживаться.

### 1.3. Основные стадии проектирования

---

Согласно ЕСКД проектирование включает в себя составление технического задания, технического предложения, эскизного и технического проектов.

*Техническое задание* (ТЗ) составляется на стадии проектирования связной или радиолокационной системы в целом. При учебном проектировании оно задается преподавателем. В ТЗ содержатся общие характеристики приемного устройства, характеристики принимаемых сигналов и помех, электрические характеристики приемника, конструктивные и эксплуатационные требования.

На стадии *технического предложения* выполняют анализ ТЗ, осуществляют подбор необходимой литературы, приводят и сравнивают различные варианты структурных схем радиоприемного устройства. При учебном проектировании техническое предложение завершается представлением черновых материалов преподавателю.

На стадии *эскизного проектирования* выбирают и обосновывают функциональную схему радиоприемного устройства, составляют принципиальную схему и производят ее расчет, разрабатывают конструк-

ции отдельных узлов и всего радиоприемного устройства. При учебном проектировании эту стадию целесообразно разделить на два этапа: **этап эскизного и этап рабочего проектирования**. Первый этап относится к составлению и расчету структурной схемы, второй — к составлению и расчету принципиальной схемы. Стадия эскизного проектирования завершается разработкой конструкции.

При создании *технического проекта* составляют рабочие чертежи деталей, узлов и самого приемника, приводят методику настройки и регулировки, климатических и механических испытаний, а также контроля параметров, составляют техническую документацию, содержащую технический паспорт, описание и инструкцию по эксплуатации радиоприемного устройства.

## 2. Основные типы радиоприемных устройств

---

**Н**азначение приемника во многом определяет технические решения, выбираемые при проектировании, поэтому в рамках учебного проектирования, при анализе ТЗ, необходимо ознакомиться с решениями, применяемыми в типовых приемниках определенного назначения.

### 2.1. Радиовещательные приемники

---

Основное назначение радиовещательных приемников — высококачественное воспроизведение музыкальных и речевых передач.

Радиовещательный прием осуществляется в километровом (150...300 кГц), гектометровом (300...1800 кГц) и метровом (66...108 МГц) диапазонах радиочастот. Для звукового вещания выделены определенные области частот, которые традиционно характеризуют как диапазоны длинных волн ДВ, средних волн СВ, коротких волн КВ и ультракоротких волн УКВ. Коротковолновый диапазон разбивается на ряд поддиапазонов, расположенных вблизи волн с длиной 75, 49, 41, 31, 25, 19, 16, 13 и 11 метров.

В зависимости от условий эксплуатации радиоприемные устройства подразделяются на стационарные, переносные, автомобильные и миниатюрные. По электроакустическим параметрам и по комплексу потребительских удобств они делятся на четыре группы сложности: 0, 1, 2 и 3.

Аналоговые сигналы звукового вещания имеют следующие виды модуляции: АМ, ЧМ, ЧМ-стерео и АМ-стерео. В некоторых странах наряду с аналоговыми используются цифровые сигналы. В России Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ) приняла решение об организации в ряде регионов опытных зон экспериментально-

го цифрового звукового радиовещания стандарта DRM в диапазоне 3,95–26,1 МГц. DRM позволяет вести вещание с качеством, сравнимым с ЧМ, используя частоты ниже 30 МГц (это позволяет увеличить дальность распространения сигнала). Использование диапазона УКВ рассматривается в рамках стандарта DRM+. Стандарт DRM предполагает использование части старой аппаратуры вещания, в частности антенн, для снижения затрат. Вещание в формате DRM устойчиво к эффектам затухания и интерференции сигнала, которым подвержено обычное вещание.

Приемники радиосигналов должны иметь достаточно высокие качественные показатели, обладая приемлемой стоимостью. Они должны также иметь простое управление и отличаться высокой надежностью, так как эксплуатируются неквалифицированными пользователями.

Для измерения чувствительности АМ-приемников используется модулированный гармоническим колебанием сигнал с глубиной модуляции несущей  $m = 0,3$  и частотой модуляции  $F = 400$  или  $1000$  Гц. Стандартную выходную мощность принимают равной 50 мВт для приемников с выходной мощностью больше 150 мВт и 5 мВт для приемников с выходной мощностью, не превышающей 150 мВт. Требуемое отношение сигнал/шум на выходе приемника составляет 20 дБ.

Для ЧМ-приемников УКВ-диапазона в качестве испытательных используют сигналы с девиацией частоты 15 кГц (при пиковой девиации 50 кГц, которая принимается в диапазоне частот 64...74 МГц) или 22,5 кГц (при пиковой девиации 75 кГц, которая принимается в диапазоне частот 88...108 МГц). Отношение сигнал/шум на выходе приемника должно быть не менее 26 дБ.

Для характеристики односигнальной (линейной) селективности используют следующие параметры:

- *Селективность по соседнему каналу.* Частота соседнего канала отличается от частоты настройки в диапазонах АМ на  $\pm 9$  кГц (в Европе) или  $\pm 10$  кГц (в США и Японии), а в диапазонах ЧМ на  $\pm 180$  кГц или  $\pm 300$  кГц.
- *Селективность по зеркальному каналу.* Частота зеркального канала выше частоты настройки на удвоенное значение промежуточной частоты (при верхней настройке гетеродина).
- *Селективность по промежуточной частоте.*
- *Селективность по дополнительным каналам приема, образованным взаимодействием гармоник частоты сигнала и частоты ге-*



*теродина*. Наиболее опасные из них располагаются между соседним и зеркальным каналами приема.

Ширина спектра принимаемого сигнала в случае АМ равна удвоенной верхней частоте модуляции, в случае ЧМ она составляет 180 кГц в отечественном УКВ-диапазоне и 250 кГц в зарубежном FM-диапазоне.

Современные радиовещательные приемники, как правило, строятся по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты. Прямое усиление используется лишь в миниатюрных переносных приемниках с низкими показателями качества, а двукратное — в дорогих приемниках, приближающихся по показателям к профессиональным.

Ключевая особенность *приемников прямого преобразования* — отсутствие зеркального и прямого канала приема. Поэтому приемники прямого преобразования могут не содержать высокоизбирательных входных цепей, а все остальные узлы и блоки можно упаковать в одну микросхему без существенного количества навесных элементов. Именно такие дешевые миниатюрные приемники встраивают в многофункциональные гаджеты типа сотовых телефонов.

Станции, работающие в ДВ и СВ-диапазонах, принимаются на встроенную ферритовую (магнитную) антенну. Программы КВ и УКВ-диапазона принимаются на штыревую (телескопическую) антенну. В приемнике может быть предусмотрена работа и от внешней антенны.

В качестве примера на рис. 2.1 приведен вариант структурной схемы супергетеродинного радиовещательного приемника ЧМ-стереосигналов при однократном преобразовании частоты.

Сигнал от антенны поступает на входную цепь ВЦ, представляющую собой узкополосный фильтр, и далее на усилитель радиочастоты УРЧ. После преобразования частоты в смесителе См сигнал усиливается в усилителе промежуточной частоты УПЧ и направляется в частотный детектор. При стереофоническом вещании разделение сигналов левого (Л) и правого (П) каналов происходит в стереодекодере СтД, звуковые сигналы с которого поступают в усилители низких (звуковых) частот. Автоматическая подстройка частоты АПЧ обеспечивает точность и стабильность настройки на станцию. Автоматическая регулировка усиления АРУ обеспечивает стабильность уровня сигнала на входе детектора. Паразитная амплитудная модуляция устраня-

ется за счет применения схемы частотного детектора, нечувствительной к ней. Для удобства слушателя вводятся дополнительные схемы: схема бесшумной настройки БшН и схема слежения за настройкой ССН, со стереодекодера выдается сигнал индикации «стереорежима».

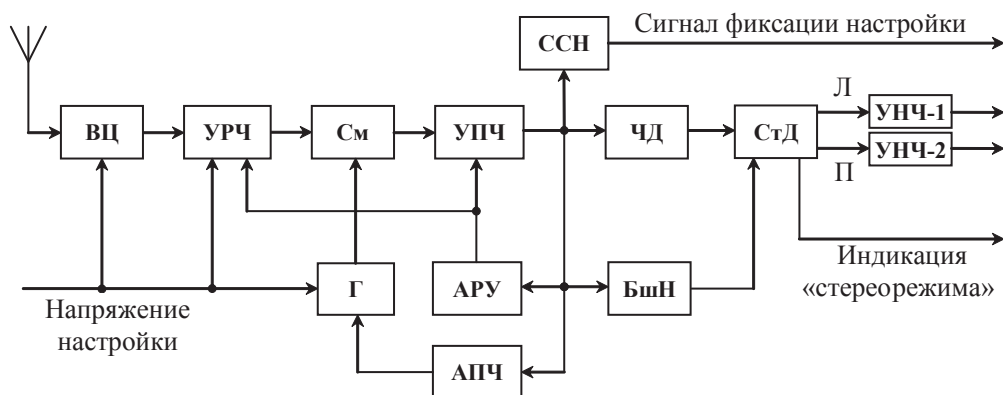


Рис. 2.1. Пример структурной схемы радиоприемного тракта вещательного приемника:

ВЦ — входная цепь, УРЧ — усилитель радиочастоты, См — смеситель, Г — гетеродин, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, ЧД — частотный детектор, СтД — стереодекодер, УНЧ — усилитель низкой частоты, АРУ — автоматическая регулировка усиления, АПЧ — автоматическая подстройка частоты, БшН — бесшумная настройка, ССН — схема слежения за настройкой

При приеме АМ-сигналов промежуточная частота, как правило, выбирается из стандартного ряда частот: 455, 465 кГц для АМ и узкополосной ЧМ, 10,7 МГц при приеме широкополосных ЧМ-сигналов. В стереовещании для передачи так называемого комплексного стереосигнала используются более широкополосные сигналы с полярной модуляцией (стандарт OIRT) и с пилот-тоном (стандарт CCIR).

Для современных радиовещательных приемников наиболее характерны следующие особенности: улучшение основных показателей качества, отказ от механических и электромеханических узлов и деталей, применение цифровых систем управления, синтезаторов частот и микропроцессоров, а также миниатюризация и повышение требований к дизайну.

Улучшение показателей качества осуществляется за счет применения современной элементной базы и схемотехники. Существует большое число транзисторов, устойчиво работающих на высоких частотах, имеющих большие коэффициенты усиления, малые собствен-

ные шумы, хорошую линейность характеристик. Применяются электронные системы настройки с помощью варикапов и всевозможные устройства подавления помех. Выпускается широкая номенклатура специализированных интегральных микросхем и больших интегральных микросхем, на которых выполняются любые блоки радиоприемного устройства и даже практически весь тракт приемника.

Бытовой радиоприемник должен иметь хорошие эргономические характеристики и удовлетворять требованиям художественной эстетики.

## 2.2. Магистральные приемные устройства

---

Под *магистральной связью* понимают прямую (без ретрансляций) одностороннюю или двустороннюю дальнюю связь между отдельными корреспондентами. Наиболее характерными особенностями магистральных линий связи является их большая протяженность (до десятков тысяч километров), высокие требования к достоверности передачи информации и достаточно большой ее объем.

Для магистральной связи используется диапазон частот от 3 до 30 МГц. Применяются различные виды модуляции, обеспечивающие *телефонный* или *телеграфный* режим работы. Из многочисленных применяемых режимов назовем следующие: А1 — телеграфия при амплитудной манипуляции, АЗ — телефония при амплитудной модуляции, F1 — телеграфия при угловой частотной (или фазовой) манипуляции, F3 — телефония при частотной модуляции. Кроме упомянутых выше *двухполосных* сигналов, широко применяются *однополосные*, в том числе с ослабленной или подавленной несущей. При излучениях типов А1, АЗ, F1, F3 используют слуховой прием сигналов на одну или две пары телефонов, а также на громкоговоритель. Телеграфные сигналы часто регистрируются непосредственно на телеграфный аппарат.

Выделяют три основных класса магистральных радиоприемных устройств. К первому классу относятся *адаптивные приемники*, реализующие предельно достижимые на данном уровне развития радиотехники параметры. Они могут иметь большие габариты, высокую стоимость, потреблять значительную мощность от источников питания, обслуживаться достаточно квалифицированным персоналом.

Ко второму классу относятся приемники с плавной или дискретной установкой частоты, имеющие нестабильность частоты приема не более  $5 \cdot 10^{-5}$  и высокие, но не предельные электрические показатели.

Третий класс — это приемники с плавной установкой частоты (с нестабильностью порядка  $5 \cdot 10^{-4}$ ), имеющие только слуховые виды работы, местное (ручное или автоматическое) управление, обладающие высокой надежностью и экономичностью, малыми габаритами и весом. Допускается незначительное ухудшение второстепенных электрических параметров по сравнению со вторым классом.

*Пороговая чувствительность* магистральных приемников в единицах к  $T_0$  составляет 7...13 дБ (коэффициент шума: 5...20). *Ослабление побочных каналов приема* достигает 80...120 дБ. *Двухсигнальная избирательность* нормируется на уровне 60...100 дБ. Для расширения динамического диапазона используются ручная и автоматическая регулировки усиления, имеющие глубину регулировки соответственно 55...80 (ручная) и 55...115 (автоматическая) децибел.

В главном тракте приема используется двукратное или трехкратное преобразование частоты, что позволяет реализовать высокую селективность как по прямому, так и по зеркальному каналам приема. Первая промежуточная частота выбирается выше наибольшей частоты рабочего диапазона (35...50 МГц). В результате зеркальный канал оказывается далеко за пределами настройки приемника и достигается значительное (до 100 дБ) ослабление помеховых каналов приёма. Основная селекция осуществляется уже в тракте первой промежуточной частоты приемника за счет применения кварцевых либо монолитных фильтров сосредоточенной селекции. При выборе второй промежуточной частоты руководствуются соображениями обеспечения избирательности по соседнему и второму зеркальному каналам приема, а также согласования ширины спектра сигнала и полосы пропускания УПЧ. Значения второй промежуточной частоты в профессиональных приемниках варьируются от 0,2 до 1,6 МГц.

*Перекрытие диапазона частот* обеспечивается перестройкой одного (первого) гетеродина, при этом промежуточные частоты являются фиксированными. Однако возможны варианты с изменением частоты двух и более гетеродинов, а также с переменным значением первой промежуточной частоты.

Для примера рассмотрим вариант типовой структурной схемы профессионального приемника коротковолнового диапазона — рис. 2.2.

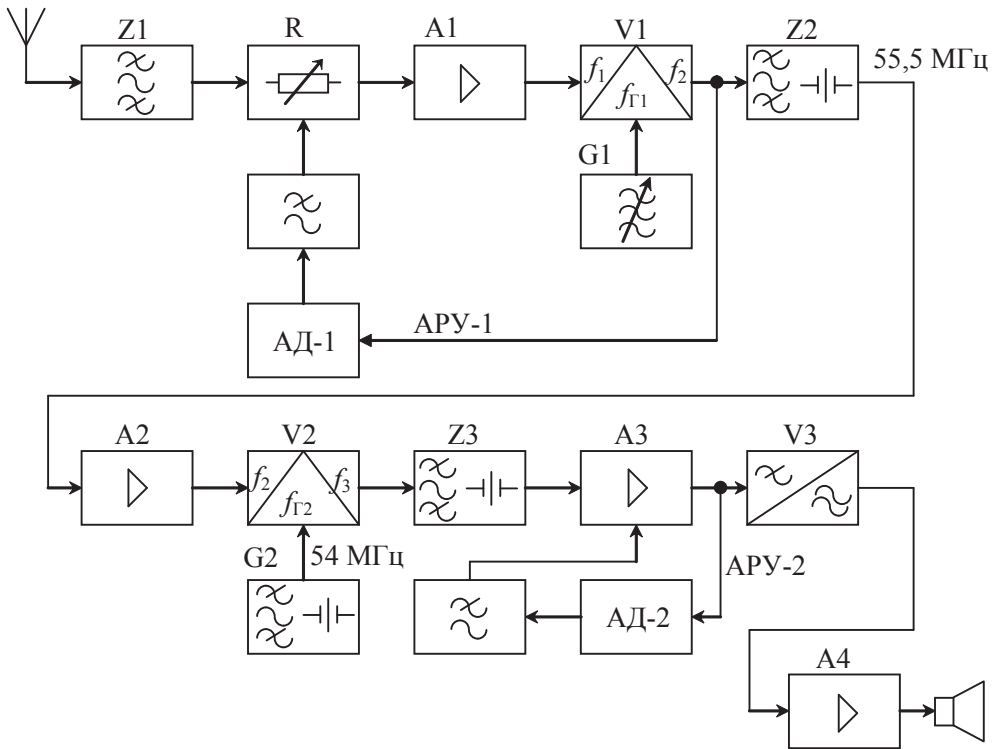


Рис. 2.2. Вариант структурной схемы профессионального коротковолнового приемника

Сигнал от антенны проходит через фильтр  $Z1$  входной цепи, аттенюатор  $R$  и усилитель  $A1$ , после чего поступает на первый смеситель  $V1$ . Фильтр  $Z1$  обычно представляет собой неперестраиваемую систему контуров, с помощью которой осуществляется предварительная селекция сигналов в пределах выбранного диапазона волн. Полоса пропускания фильтра равна ширине поддиапазона. При смене поддиапазона меняется фильтр.

Высокочастотный аттенюатор  $R$  может иметь ручное или автоматическое управление. Его целесообразно выполнить на  $p-i-n$  диодах, имеющих очень малое сопротивление в открытом состоянии. Благодаря этому для слабых сигналов коэффициент передачи аттенюатора имеет значение, близкое к единице.

Усилитель  $A1$  должен удовлетворять требованиям высокой линейности и малого коэффициента шума. В рассматриваемой схеме это широкополосный неперестраиваемый усилитель.

Первое преобразование частоты осуществляется «вверх». Ориентируясь на международную регламентацию диапазона КВ (5...30 МГц), значение первой промежуточной частоты выбирают выше 30 МГц. Генератор плавного диапазона G1 обеспечивает настройку приемника на частоту сигнала выбранной станции. Первая промежуточная частота выделяется *фильтром Z2*. Далее сигнал поступает на вход *усилителя A2*, нагрузкой которого является *второй преобразователь частоты V2*.

Вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой. На ней происходит основное усиление сигнала. *Второй гетеродин G2* — неперестраиваемый и высоко стабильный. Его частота выбирается в соответствии со стандартом на частоты современного ряда кварцевых резонаторов. Сигнал второй промежуточной частоты выделяется *фильтром Z3* и усиливается *резонансным усилителем A3*, после чего поступает на вход *детектора V3*. Низкочастотный сигнал с выхода детектора усиливается *усилителем низких частот A4*, нагрузкой которого является динамик.

Радиоприемник снабжен двухпетлевой системой *автоматической регулировки усиления*. Цепь АРУ-1 состоит из детектора АРУ АД-1 и фильтра низких частот. Эта цепь обеспечивает линейность работы усилителей A1 и A2 при резком возрастании уровня сигналов в антенне. Она является защитой не только от перегрузки каскадов приемника полезным сигналом высокого уровня, но и от интермодуляционных искажений, вызываемых одновременным действием мощных внеполосных помех. С этой целью управляющее напряжение в цепь АРУ-1 снимается до полосового фильтра Z2, т.е. до проведения основной фильтрации. В случае помехи высокого уровня коэффициент передачи аттенюатора R уменьшается, что предотвращает появление перекрестной модуляции или интермодуляционной помехи. В цепь АРУ-2 входят детектор АРУ АД-2 и фильтр низких частот. Эта цепь предотвращает перегрузку усилителя низких частот A4 в случае резкого возрастания уровня полезного сигнала. В этом случае действие АРУ-2 сводится к уменьшению усиления УПЧ-2 A3 и обеспечению линейности его работы.

Чувствительность, динамический диапазон и линейность тракта приема во многом зависят от правильности распределения усиления по каскадам. В процессе проектирования приходится принимать компромиссное решение, удовлетворяющее в той или иной мере требованиям как по чувствительности, так и по линейности тракта. Увеличе-

ние усиления в первых каскадах приемника приводит к увеличению чувствительности, но может привести к уменьшению динамического диапазона. Уменьшение усиления, наоборот, позволяет расширить динамический диапазон, но приводит к снижению чувствительности.

Селективность по зеркальному каналу и по каналу прямого прохождение без труда обеспечивается с помощью фильтра нижних частот в *инфрадинных* приемниках с преобразованием частоты «вверх», т. е. когда первая промежуточная частота выбрана «выше» максимальной частоты принимаемого сигнала. Это позволяет увеличить частоту первого зеркального канала и за счет этого обеспечить заданное подавление этого канала с помощью достаточно простого широкополосного фильтра входной цепи и УРЧ. В случае использования широкого частотного диапазона приема входную цепь реализуют в виде набора неперестраиваемых ПФ с перекрывающимися амплитудно-частотными характеристиками либо в виде набора перестраиваемых ПФ.

Последовательно с ФНЧ включают фильтр верхних частот с частотой среза 1,5 МГц для ослабления помех от станций, работающих в диапазонах километровых и гектометровых волн.

Преобразователи частоты оказывают существенное влияние на линейность и коэффициент шума приемника. В зависимости от типа смесительного элемента различают преобразователи на биполярных транзисторах, полевых транзисторах и на диодах. В первых преобразователях частоты чаще используют *полевые транзисторы* с квадратичными вольт-амперными характеристиками или *диодные* смесители. С целью уменьшения интермодуляционных искажений применяют *балансные* и *двойные балансные* схемы. Режим работы смесителя устанавливается так, чтобы обеспечить высокую линейность и малые собственные шумы.

В настоящее время в схемах приемников широкое применение находят *аналоговые перемножители сигналов*, с помощью которых могут быть реализованы не только преобразование частоты, но и операции частотного и фазового детектирования, синхронное амплитудное детектирование, регулировка усиления и пр. Выпускаются аналоговые перемножители сигналов как в виде отдельных интегральных схем, так и в составе специализированных микросхем.

К усилителю первой промежуточной частоты предъявляются высокие требования по линейности. В качестве усилительных приборов выбирают малошумящие биполярные или полевые транзисторы. При-



нимаются меры по обеспечению высокой температурной стабильности режима каскадов. Усиление первой промежуточной частоты обычно составляет около 20 дБ. Частотная селекция обеспечивается применением кварцевых фильтров, фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ), электромеханических фильтров или фильтров на керамической основе.

Ко второму смесителю предъявляют, как и к первому, высокие требования по линейности, но менее жесткие требования по шумам.

Второй усилитель промежуточной частоты УПЧ-2 должен обеспечить основное усиление в главном тракте приемника, а также достаточно глубокую регулировку усиления. Его усиление меняется системой АРУ-2 от нескольких тысяч до нескольких десятков. Регулировка усиления не должна ухудшать линейности тракта. Для усиления могут использоваться дискретные элементы или интегральные микросхемы. Возможно использование нескольких идентичных каскадов. С выхода УПЧ-2 сигнал подается на вход детектора.

Современные тенденции развития техники приема состоят в том, что в магистральные приемники вводятся различного рода ручные и автоматические регулировки отдельных параметров (усиления, избирательности, частоты настройки) или даже предусматриваются автоматические изменения его общей структуры и алгоритма работы в зависимости от непрерывно меняющихся условий связи. Это позволяет обеспечить близкий к оптимальному прием при достаточно быстрых изменениях характеристик сигналов и помех. Специальная аппаратура автоматического контроля позволяет по заранее введенной программе производить как оценку работоспособности приемника, так и оценку качества принимаемого сигнала. Все эти меры значительно увеличивают надежность приема сообщения.

## 2.3. Радиолокационные приемники

---

*Радиолокационный приемник* является частью радиолокационной станции (РЛС) и, как правило, работает от общей с передатчиком приемопередающей антенны. Различают РЛС непрерывного и импульсного излучения. Обработка сигнала в приемнике предусматривает обнаружение сигнала, отраженного от цели, и (или) определение его



параметров, например, по задержке принятого сигнала (относительно зондирующего) определяется дальность до цели. Функции обнаружения сигнала и измерения его параметров могут быть расчленены.

*Оптимальный приемник* простого импульсного сигнала (с базой порядка единицы) состоит из двух частей: *широкополосной линейной части* и *оптимального обнаружителя* или *измерителя*. В широкополосном линейном тракте производится усиление сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы обнаружителя или измерителя, а также предварительная фильтрация сигнала. На первом этапе приемное устройство РЛС работает в режиме обнаружения сигнала. На втором решается задача измерения его параметров. Мы ограничимся задачей обнаружения.

Математически задача обнаружения сигнала на фоне флуктуационной помехи сводится к вычислению *корреляционного интеграла* и сравнению его с заданным порогом обнаружения. Для сигнала  $u(t)$ , форма которого считается известной, формируется опорный сигнал  $u_0(t)$ , отличающийся от него только произвольным фазовым сдвигом и уровнем. Корреляционным интегралом называют результат интегрирования их произведения:

$$z = \int_{t_1}^{t_2} u(t)u_0(t-t_3, \varphi)dt .$$

При  $\varphi = 0$  и  $t_3 = 0$  корреляционный интеграл принимает наибольшее значение и обеспечивается наивысшее достижимое отношение сигнал/шум. Это обеспечивает наилучшие характеристики обнаружения.

Устройства, вычисляющие корреляционный интеграл, могут быть двух типов. Используется либо *коррелятор*, либо *согласованный фильтр*. Их схемы приведены на рис. 2.3.

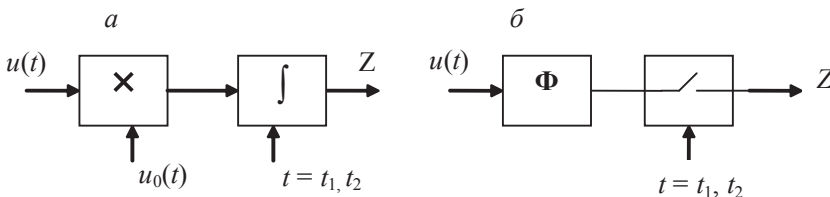


Рис. 2.3. Устройства, вычисляющие корреляционный интеграл:

а — коррелятор; б — согласованный фильтр

Эти схемы применяются при *когерентной обработке* сигнала. В случае использования коррелятора опорный сигнал должен совпадать по фазе с принимаемым, интегрирование должно начинаться в момент прихода ожидаемого сигнала и заканчиваться в момент его окончания. В случае применения согласованного фильтра момент замыкания ключа должен совпадать с моментом окончания ожидаемого сигнала с точностью не хуже одной десятой доли периода несущей частоты импульса на входе фильтра. Указанные условия реализовать на практике достаточно сложно, поэтому обычно используются методы некогерентной обработки.

Структуры *некогерентных приемников обнаружения* одиночного радиоимпульса приведены на рис. 2.4.

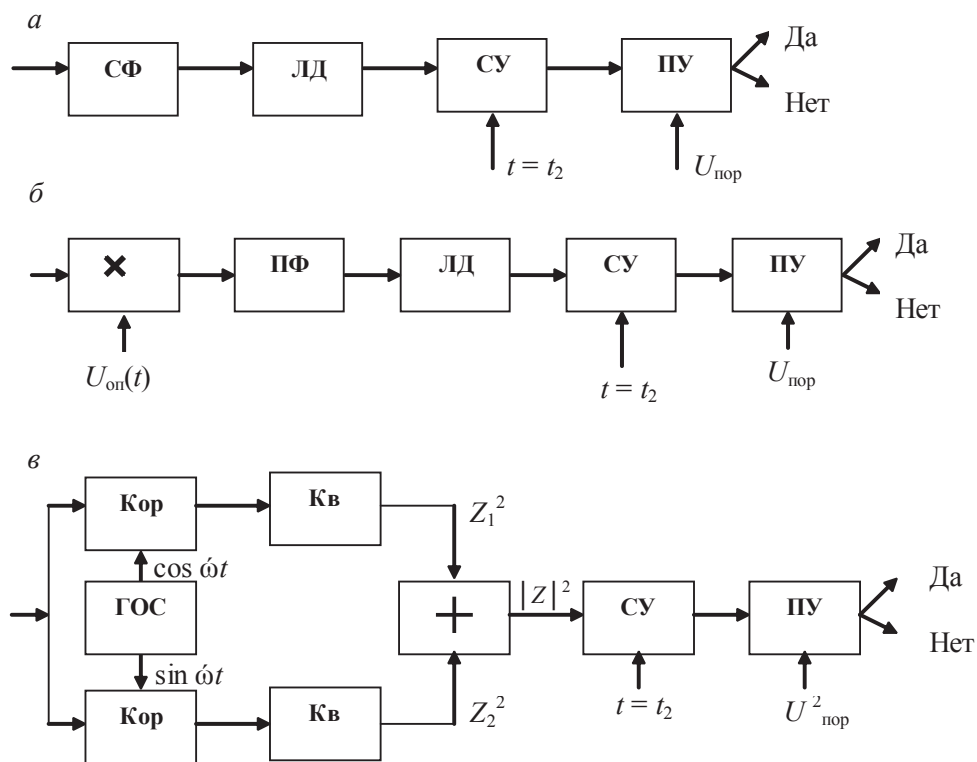


Рис. 2.4. Оптимальные некогерентные приемники обнаружения:  
*a* — фильтровая; *б* — корреляционно-фильтровая; *в* — квадратурная схемы

Применяют один из следующих вариантов схемы:

— *a* — фильтровая схема;

- $b$  — корреляционно-фильтровая схема;
- $v$  — квадратурная схема.

*Фильтровой приемник обнаружения* состоит из *согласованного фильтра* (СФ), выполняемого обычно на промежуточной частоте, *линейного детектора* (ЛД), *синхронизирующего устройства* (СУ) и *порогового устройства* (ПУ). Незвестная начальная фаза принимаемого сигнала исключается за счет применения детектора до фиксации момента окончания сигнала  $t = t_2$ , выполняемого синхронизирующим устройством. Благодаря этому с пороговым напряжением сравнивается огибающая сигнала и требования к точности синхронизации многократно снижаются.

*Корреляционно-фильтровой приемник* обнаружения имеет *коррелятор, работающий на промежуточной частоте*. Коррелятор образован перемножителем (преобразователем частоты) и полосовым фильтром ПФ, постоянная времени которого значительно больше длительности импульса. Фильтр выполняет роль интегратора высокочастотного колебания. Сигнал на выходе коррелятора при воздействии на него радиоимпульса с прямоугольной огибающей имеет вид высокочастотного импульса с треугольной огибающей. Далее сигнал детектируется, и полученный треугольный импульс в момент достижения максимума напряжения сравнивается с пороговым уровнем.

*Оптимальный квадратурный приемник* обнаружения состоит из двух *квадратурных каналов с корреляторами* (Кор), на выходах которых установлены *квадраторы* (Кв). Выходные напряжения квадраторов суммируются, в результате чего образуется квадрат модуля корреляционного интеграла:

$$|Z|^2 = Z_1^2 + Z_2^2,$$

не зависящий от начальной фазы сигнала. Далее, как и в предыдущих схемах, следуют *синхронизирующее* и *пороговое* устройства.

Величину порога выбирают обычно в соответствии с критерием Неймана-Пирсона, при котором фиксируется вероятность ложной тревоги:

$$P_{\text{лт}} = \int_{U_0}^{\infty} U \exp(-U^2 / 2) dU = \exp(-U_0^2 / 2),$$

где  $U_0 = U_{\text{пор}} / \sqrt{N_0 E / 2}$ ,  $E$  — энергия сигнала,  $N_0$  — спектральная плотность мощности шума.

Качество обнаружения определяется рабочей характеристикой, представляющей собой зависимость вероятности правильного обнаружения от вероятности ложной тревоги при различных отношениях сигнал/шум.

Вероятность правильного обнаружения рассчитывается по формуле:

$$P_{no} = \int_{U_0}^{\infty} U \exp\left(-\frac{U^2 + 2E/N_0}{2}\right) I_0(U\sqrt{2E/N_0}) dU ,$$

где  $I_0(x)$  — функция Бесселя. Отношение сигнал/шум принимается в виде  $\gamma = 2E/N_0$ .

Качество всех трех видов некогерентных обнаружителей одинаково. Решение о том, какую из схем обнаружителей выбрать, определяется конструктивными соображениями.

При проектировании РЛС задают определенные значения вероятности правильного обнаружения и вероятности ложной тревоги. Затем определяют отношение сигнал/шум  $\gamma$ , порог обнаружения  $U_{пор}$  и чувствительность приемника.

Реализация оптимальных алгоритмов обнаружения иногда приводит к чрезмерному усложнению и удорожанию приемника. В этих случаях приходится изменять некоторые параметры оптимального алгоритма или видоизменять сам алгоритм, а иногда делать и то и другое. При этом конструктивные, технические, а часто и эксплуатационные параметры приемника улучшаются, но увеличивается пороговое отношение сигнала к шуму по сравнению с требуемым в оптимальном алгоритме. Если увеличение невелико, то измененный алгоритм называют *подоптимальным*.

При приеме одиночного радиоимпульса (простого сигнала с базой порядка единицы) вполне возможно использовать вместо согласованного (оптимального) фильтра фильтр с амплитудно-частотной характеристикой, близкой к прямоугольной или к колоколообразной. Близкая к прямоугольной АЧХ получается в УПЧ с системой связанных контуров, близкая к колоколообразной — в УПЧ с одиночными настроенными в резонанс контурами. За счет правильного подбора полосы пропускания такого фильтра можно свести к минимуму по-

тери из-за неоптимальности формы АЧХ. Такие фильтры называют *квазиоптимальными*.

Расчет *оптимальной полосы пропускания* для радиоимпульса с прямоугольной огибающей ведут по формулам:

$$P_{\text{опт}} = 1,37/t_{\text{и}} — \text{при прямоугольной АЧХ,}$$

$$P_{\text{опт}} = 0,8/t_{\text{и}} — \text{при колоколообразной АЧХ.}$$

Потери в пороговом отношении сигнал/шум при этом составляют 0,8 дБ в случае прямоугольной АЧХ и 0,3 дБ в случае колоколообразной АЧХ. Если огибающая радиоимпульса имеет колоколообразный характер, потери еще меньше. Таким образом, форма АЧХ мало влияет на пороговый сигнал.

Вследствие нестабильности частот РЛС и доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала приходится расширять полосу радиотракта по сравнению с полосой, согласованной с импульсным сигналом:

$$P = P_{\text{опт}} + 2\Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{н}},$$

где  $P_{\text{опт}}$  — оптимальная полоса,  $\Delta f_{\text{д}}$  — максимальный сдвиг доплеровской частоты,  $\Delta f_{\text{н}}$  — нестабильность частоты РЛС с учетом действия системы АПЧ, если она введена. При расширении полосы возникают потери. В случае прямоугольной огибающей радиоимпульса и прямоугольной АЧХ приемника общие потери (по сравнению с оптимальным вариантом) составляют 1,9 дБ при  $P t_{\text{и}} = 2$  и 7 дБ при  $P t_{\text{и}} = 5$ . Сужение полосы по сравнению с оптимальной также ведет к увеличению потерь (порядка 3 дБ при  $P t_{\text{и}} = 0,5$ ).

Квазиоптимальная фильтрация не применяется при приеме сложных сигналов, база которых может достигать величины порядка десятков и сотен тысяч, так как в этом случае преимущества сложных сигналов практически сводятся на нет.

Пример варианта структурной схемы радиолокационного приемника, входящего в РЛС конического сканирования и работающего от общей антенны с передатчиком, приведена на рис. 2.5.

Тракт радиочастоты состоит из *разрядника*, защищающего вход приемника в момент излучения сигнала передатчиком, и *усилителя радиочастоты*. В тракт промежуточной частоты входят *смеситель* См-1, *гетеродин*, *усилитель промежуточной частоты* УПЧ-1 и *амплитудный детектор*. Для защиты приемника от действия мощных импульсных

помех, длительность которых превышает длительность полезного сигнала, введена *система быстрогодействующей автоматической регулировки усиления БАРУ*, время срабатывания которой больше длительности сигнала, но меньше длительности помехи.

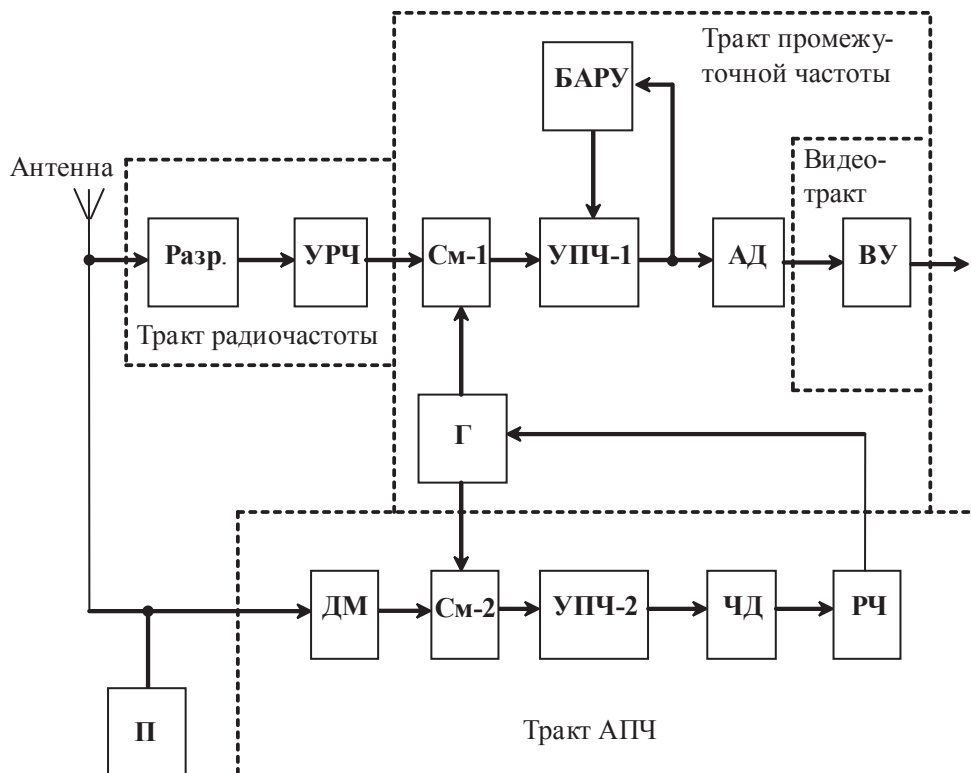


Рис. 2.5. Пример варианта структурной схемы радиолокационного приемника:

П — передатчик, ДМ — делитель мощности, Разр. — разрядник, УРЧ — усилитель радиочастоты, См — смеситель, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, АД — амплитудный детектор, ВУ — видеоусилитель, Г — гетеродин, ЧД — частотный дискриминатор, РЧ — регулятор частоты

Нестабильность частот передатчика и гетеродина компенсируется системой *автоматической подстройки частоты*, в которую входят делитель мощности, второй смеситель См-2, второй усилитель промежуточной частоты УПЧ-2, частотный дискриминатор и регулятор частоты. В видеотракте использован *видеоусилитель*. Для расширения динамического диапазона приемника в основном тракте часто используются *логарифмические* усилители.

При расчете радиолокационного приемника обычно задаются: длина волны (частота) сигнала, длительность импульса, частота следования импульсов, длительность фронта, нестабильность частоты сигнала, реальная чувствительность, коэффициент различимости, избирательность по зеркальному каналу, динамический диапазон принимаемых сигналов, допустимое изменение амплитуды сигнала на входе детектора, напряжение на выходе приемника, сопротивление и емкость нагрузки.

Полоса пропускания приемника зависит от назначения РЛС и предъявляемых к ней технических требований. В тех случаях, когда первостепенное значение имеет дальность действия станции и вопрос точности определения расстояния особо не оговорен, полосу пропускания приемника выбирают оптимальной с точки зрения характеристик обнаружения, как уже было описано выше.

Точное определение расстояния до цели зависит от крутизны фронта импульса на выходе приемника. Время нарастания распределяют по отдельным блокам приемника:

$$\tau_{\phi} = \sqrt{\tau_{вч}^2 + \tau_{ад}^2 + \tau_{вх}^2},$$

где  $\tau_{вч}$  — время нарастания фронта импульса в высокочастотном тракте,  $\tau_{ад}$  — время нарастания фронта импульса в детекторе,  $\tau_{вх}$  — время нарастания фронта импульса в видеоусилителе. Близкое к оптимальному распределение получается при  $\tau_{вч} = 0,9 \tau_{\phi}$ ;  $\tau_{ад} = 0,27 \tau_{\phi}$ ;  $\tau_{вх} = 0,36 \tau_{\phi}$ . Эти соотношения являются исходными при определении полосы пропускания высокочастотного тракта и видеоусилителя. В частности, полоса пропускания высокочастотного тракта определяется следующим образом:

$$П = \frac{0,75}{\tau_{вч}} + П_{нс} / K_{АПЧ},$$

где  $П_{нс}$  — результирующая нестабильность частот,  $K_{АПЧ}$  — коэффициент автоподстройки частоты. Относительная нестабильность частоты передатчика при проектировании приемника обычно задается в ТЗ. Ее величина может быть порядка  $10^{-3}$ . Примерно такой же порядок имеет относительная нестабильность частоты транзисторного гетеродина.

Неточность настройки УПЧ составляет примерно  $(0,003...0,01)f_{\Pi}$ . Результирующая нестабильность определяется суммированием отдельных нестабильностей в среднеквадратическом смысле (рассчитывается корень квадратный из суммы квадратов абсолютных нестабильностей). Расширение полосы частот по сравнению с оптимальным вариантом не должно превышать 10...20 %. Это требование позволяет решить вопрос о необходимости введения системы АПЧ и о значении коэффициента автоподстройки.

Выбор первых каскадов определяется допустимым *коэффициентом шума* приемника, который рассчитывается по заданной чувствительности. При этом возможны следующие основные варианты:

- схема начинается с диодного или транзисторного смесителя;
- в схему вводится транзисторный усилитель радиочастоты;
- применяется параметрический усилитель без охлаждения или с охлаждением.

Расчет рекомендуется начать с наиболее простого первого варианта. В случае диодного смесителя коэффициент шума приемника рассчитывается по формуле

$$N = N_{\text{УПЧ}}(K_{\Phi} K_{\text{Р}} K_{\text{С}}),$$

где  $N_{\text{УПЧ}} = 2N_{\text{Тр}}$  ( $N_{\text{Тр}}$  — коэффициент шума первого транзистора УПЧ, обычно порядка 3...5 дБ),  $K_{\Phi} = 0,9$ ;  $K_{\text{Р}} = 0,7...0,8$ ;  $K_{\text{С}} = 0,2...0,3$  (1...7) — соответственно коэффициенты передачи (по мощности) фидера, разрядника и диодного (транзисторного) смесителя. Если рассчитанный коэффициент шума не превышает допустимого, полученного на основе заданной чувствительности, на этом варианте и останавливаются.

Если коэффициент шума приемника оказывается больше допустимого, применяют транзисторный усилитель радиочастоты, или (если  $N_{\text{доп}} < 5$ ) параметрический усилитель.

Промежуточная частота выбирается в интервале 30...120 МГц, при этом руководствуются следующими основными соображениями:

- повышение промежуточной частоты улучшает фильтрацию составляющей промежуточной частоты после видеодетектора;
- для лучшего воспроизведения формы огибающей импульса период промежуточной частоты должен составлять не более  $0,05 t_{\text{и}}$ ;



- низкая промежуточная частота обеспечивает повышенную устойчивость УПЧ, позволяет уменьшить его коэффициент шума, но требует более совершенной системы АПЧ;
- большая избирательность по зеркальному каналу обеспечивается при выборе более высокой промежуточной частоты.

## 2.4. Приемники цифровых данных

---

Особенностями устройств передачи и приема цифровых данных являются:

- формирование информационного сигнала в виде цифровой последовательности значений, например, нулей и единиц. При этом для аналогового сигнала обязательна процедура аналого-цифрового преобразования — квантования значений сигнала по уровню в дискретные моменты во времени;
- формирование излучаемого сигнала путём манипуляции сигнала генератора несущей частоты одной информационной последовательностью (или сразу несколькими последовательностями при частотном и временном уплотнении);
- простота точного восстановления информационной последовательности в приемнике, т. к. небольшие помехи и искажения передаваемого сигнала при демодуляции сравнительно легко «отбрасываются» решающим устройством при сопоставлении уровня сигнала одному значению из небольшого множества (либо «0», либо «1» для бинарного сигнала);
- возможность применения специальных помехоустойчивых кодов, квазиоптимальных и адаптивных методов приема сигналов, цифровой обработки сигнала (ЦОС) с запоминанием большого числа параметров и массивов самого сигнала;
- приемники цифровых данных с ЦОС обеспечивают высокую стабильность характеристик за счет отсутствия свойственных аналоговым цепям параметрических уходов. Аппаратура ЦОС не требует настройки, а элементная база более однородна.

Однако цифровым узлам присущи и недостатки, в основном связанные с большей аппаратурной сложностью: большее потребление, необходимость учёта и согласования узлов по тактовой частоте, увеличение

задержки доставки сигнала. Можно также отметить, что при недостаточном соотношении уровня сигнал/шум в радиоприемниках цифровых данных выходной сигнал, выдаваемый на оконечное устройство, пропадает (должен игнорироваться полностью или частично), т. к. потеря синхронизации не позволяет «различать» старшие и младшие разряды в данных, в то время как для радиоприемников аналоговых сигналов речевое сообщение можно воспринимать со слышимыми шумами и искажениями. Частичную потерю данных можно минимизировать различными способами избыточного кодирования и перемешивания информационных пакетов по времени и по частоте излучаемого сигнала.

Передача цифровых данных осуществляется преимущественно в выделенных диапазонах 433,92 МГц, 868,3 МГц, 800–900 МГц, 1800–1900 МГц и 2,4 ГГц. Поскольку передача сигнала ведется, как правило, на малое расстояние (от 1 до 2000 м) и в условиях значительного уровня городских помех, большое значение при проектировании таких приемников уделяется их эффективной чувствительности и избирательности. Обычно чувствительности приемников цифровых сигналов лежат в диапазоне 90–110 дБм, полосы пропускания в диапазоне от 3 кГц до 54 МГц. Кроме того, приемники такого вида зачастую являются мобильными, поэтому особые требования предъявляются к их массогабаритным показателям.

Для передачи цифровых данных используются сигналы с различными современными (частотно-эффективными) методами манипуляции: частотной (ЧМн), фазовой (ФМн), амплитудно-фазовой (АФМн). Сигнал с амплитудной манипуляцией (АМн) менее помехоустойчив, но наиболее прост при формировании, приеме и демодуляции. Полоса пропускания радиотракта выбирается исходя из значения допустимых искажений либо из условия получения максимального отношения сигнала к помехе.

Линейная додетекторная часть радиотракта приемников цифровых данных может строиться по тем же структурным схемам приемников аналоговых сигналов. В большинстве случаев приемники цифровых данных строятся по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты, но также встречаются свёрхрегенеративные приемники и приемники прямого преобразования.

Так как на выходе такого приемника (на входе ОУ) должен присутствовать сигнал в цифровом виде, в качестве последнего каскада ставится пороговое устройство (ПУ) — компаратор (для бинарной инфор-

мационной посылки) или дешифратор. При этом структурные схемы таких приемников могут выглядеть так, как показано на рис. 2.6, а, б. Приемник прямого усиления удобен и прост в реализации при фиксированной настройке для случая приема широкого спектра сигналов или при отсутствии сигналов и помех на побочных каналах.

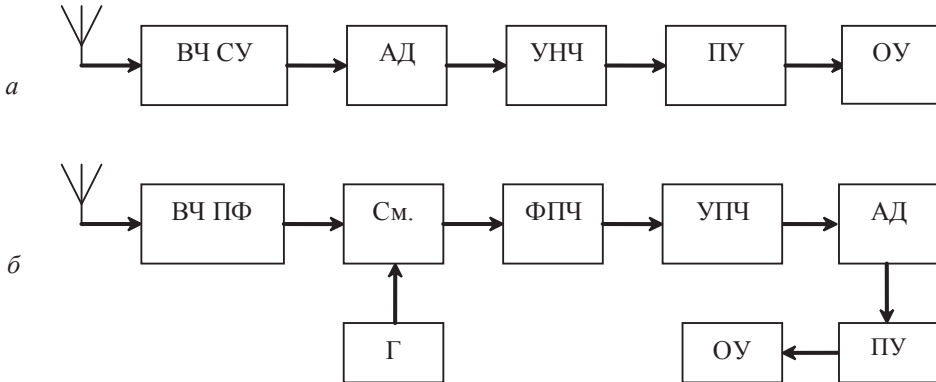


Рис. 2.6. Примеры структурных схем приемников цифровых данных:

а — прямое усиление; б — супергетеродин

Высокочастотный селективный усилитель ВЧ СУ в таких приемниках строится на основе фильтра на поверхностных акустических волнах, имеющего малые габариты и высокие селективные свойства. Такие же фильтры, как правило, используются и в фильтре промежуточной частоты ФПЧ и в качестве полосовых фильтров ВЧ ПФ, включенных на рис. 2.6, б в качестве входной цепи супергетеродинного приемника.

Таким образом, специфика приема сигналов цифровых данных заключается в основном в детектировании и в последетекторной обработке сигнала.

Рассмотрим пример структурной схемы детектора сигналов с амплитудной манипуляцией — рис. 2.7.

Амплитудный детектор АД преобразует АМн-радиоимпульсы в видеоимпульсы, далее манипуляционный фильтр МФ сглаживает сигнал, уменьшая провалы в посылках и выбросы в паузах. Симметрирующее устройство СУ обеспечивает оптимальный порог срабатывания порогового устройства ПУ:  $E_{\text{пор}} = U_{\text{вх}}/2$ .

Пороговое устройство ПУ улучшает форму получаемых видеоимпульсов, а устройство защиты паузы корректирует работу СУ, защищая ПУ от помех в паузах; т. к. в паузе  $U_{\text{вх}} = 0$  и  $E_{\text{пор}} \rightarrow 0$ , то любая помеха может вызвать ложное срабатывание ПУ.

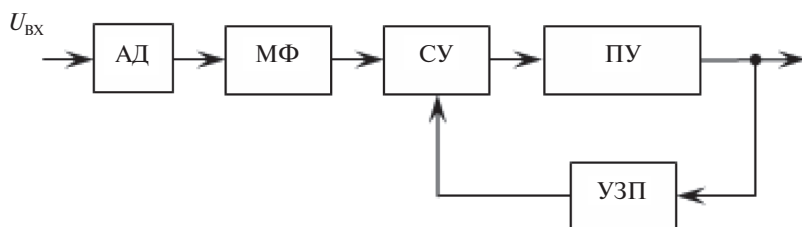


Рис. 2.7. Вариант детектора сигналов с амплитудной манипуляцией

Аналогичным образом могут быть построены детекторы ЧМн-сигналов — рис. 2.8. Амплитудный ограничитель АО необходим для корректной работы частотного детектора ЧД. УЗП не используется, т. к. при непрерывной передаче информационного сообщения пауз в сигнале с ЧМн не возникает.

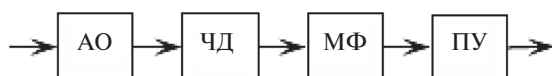


Рис. 2.8. Детектор сигналов с частотной манипуляцией

Для детектирования ФМн-сигналов при относительной фазовой телеграфии (изменение фазы излучаемого сигнала от одной посылки к другой происходит в том случае, если следующая посылка, например, = 0) можно использовать фазовый детектор ФД, где происходит сравнение фаз соседних посылок, на второй вход которого подается тот же сигнал, но задержанный на длительность  $t_0$  одной посылки («0» или «1») — см. рис. 2.9.

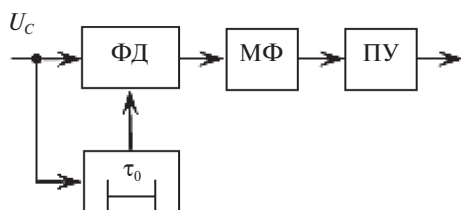


Рис. 2.9. Детектор сигналов с фазовой манипуляцией

Для обеспечения правильной регистрации сигналов в приемном устройстве необходимо согласовать моменты отсчетов с поступлением элементарных сигналов, образующих кодовые комбинации, границы между которыми также должны быть точно известны. С этой целью

могут использоваться специальные системы синхронизации, управляющие приемным распределителем — устройством, осуществляющим отсчет элементарных посылок и кодовых комбинаций.

Дополнительно рассмотрим пример упрощенной структурной схемы приемника прямого преобразования с использованием цифрового сигнального процессора (ЦСП), где решение проблем синхронизации элементарных посылок эффективно решается без усложнения аппаратной структуры — рис. 2.10.

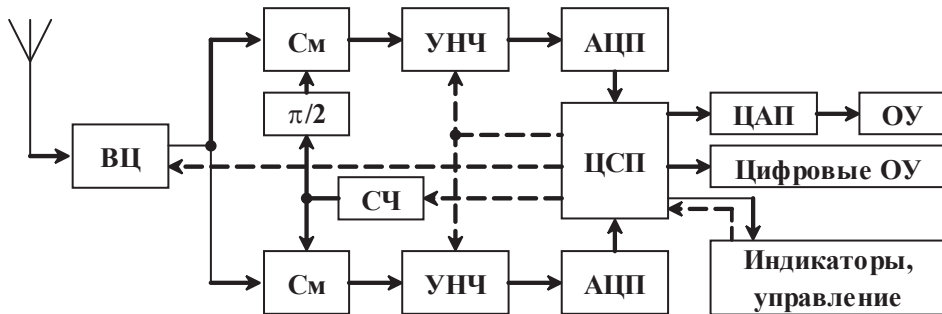


Рис. 2.10. Пример структурной схемы приемника на базе цифрового сигнального процессора

При прямом преобразовании синтезатор частоты СЧ настраивается на частоту несущего колебания, и на смесители подаются сигналы, смещённые по фазе на  $\pi/2$ . Обработка сигнала выполняется аналогично квадратурной схеме оптимального некогерентного приемника (см. рис. 2.4, в), без необходимости знания начальной фазы принимаемого сигнала, но здесь полученные в смесителях и усиленные в УНЧ квадратурные составляющие после аналого-цифровых преобразований поступают в ЦСП для последующей программно-аппаратной обработки в соответствии с выбранным типом модуляции/манипуляции. Выходной сигнал поступает на цифровые оконечные устройства и/или через ЦАП на аналоговые ОУ.

Современные ЦСП могут содержать встроенные декодеры, шины параллельных и последовательных интерфейсов, блоки АЦП, ЦАП, ШИМ, которые могут быть использованы для управления синтезатором частоты СЧ и параметрами (коэффициентами усиления, полосой частот) ВЦ, УРЧ, УНЧ. На индикаторы может выдаваться произвольная информация, в том числе частоты настройки, вид модуляции и качество сигнала, параметры режима работы приемника и т. д.

### 3. Эскизное проектирование

---

**П**ри эскизном проектировании для выбора и обоснования структурной схемы приемника решаются следующие вопросы:

- выбор способа обработки сигнала и типа структурной схемы;
- расчет сквозной полосы пропускания приемника;
- определение числа поддиапазонов и избирательной системы тракта промежуточной частоты;
- выбор структуры первых каскадов преселектора и числа преобразований частоты;
- выбор электронных приборов для высокочастотного тракта;
- распределение усиления между трактами приемника;
- оценка динамического диапазона приемника;
- выбор тракта усиления низких частот;
- выбор регулировок приемника.

#### 3.1. Выбор типа структурной схемы

---

Радiorебательные приемники обычно выполняются по схеме с однократным преобразованием частоты — см. рис. 3.1.

Варианты *а* и *б* отличаются наличием и отсутствием УРЧ. Следует его ставить или нет, определяется его назначением: введение УРЧ позволяет улучшить реальную чувствительность и избирательность по побочным каналам приема, но может уменьшить динамический диапазон приемника из-за перегрузки смесителя.

Для реализации переменной настройки в супергетеродине достаточно изменять только частоту гетеродина при широкополосной входной цепи или частоту гетеродина и частоту настройки ВЦ.

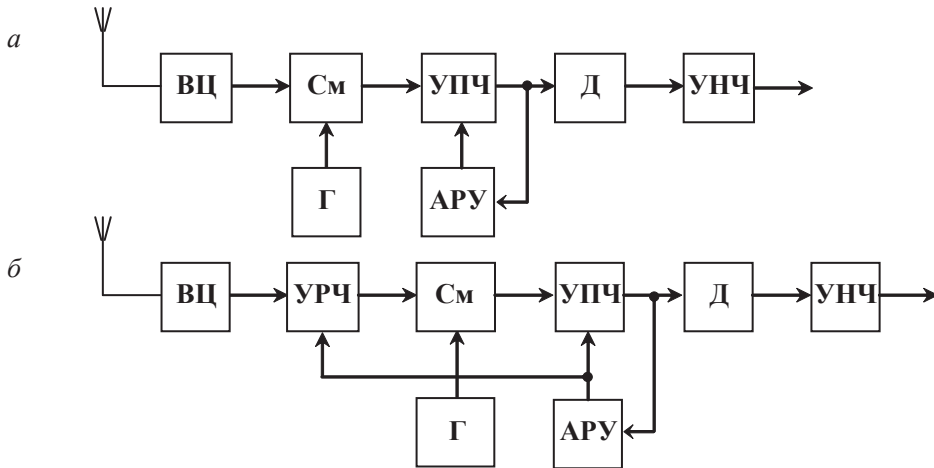


Рис. 3.1. Типовые структурные схемы радиовещательных приемников:

ВЦ — входная цепь, УРЧ — усилитель радиочастоты, См — смеситель, Г — гетеродин, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, Д — детектор, УНЧ — усилитель низких частот

На рис. 3.2 представлена типовая структурная схема УКВ-ЧМ-приемника.

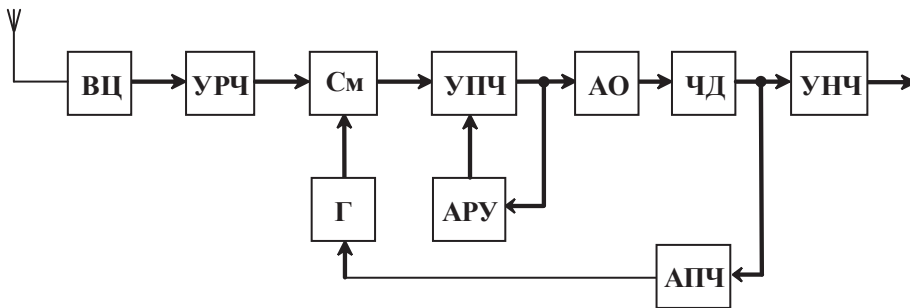


Рис. 3.2. Структурная схема УКВ-ЧМ-приемника:

ВЦ — входная цепь, УРЧ — усилитель радиочастоты, См — смеситель, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, АО — амплитудный ограничитель, ЧД — частотный детектор, УНЧ — усилитель низких частот, АРУ — автоматическая регулировка усиления, АПЧ — автоматическая подстройка частоты

При приеме сигналов стереовещания схема дополняется стереодекодером, имеющим выходы на два канала усиления звуковых частот.

Профессиональные приемники КВ-диапазона обычно выполняются по супергетеродинной схеме с двукратным преобразованием частоты — см. рис. 3.3.

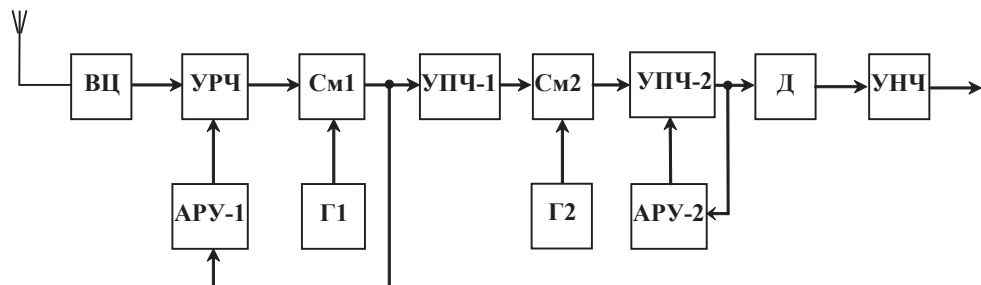


Рис. 3.3. Структурная схема КВ-приемника с двойным преобразованием частоты

Первая промежуточная частота выбирается равной 35–50 МГц, что позволяет обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу (схема инфрадинного приема). Основная селекция осуществляется уже в тракте первой ПЧ приемника, для чего используются либо кварцевые, либо монолитные фильтры. При выборе второй ПЧ руководствуются соображениями обеспечения избирательности по соседнему и второму зеркальному каналам приема. Вторая ПЧ варьируется в пределах от 0,1 до 1,6 МГц.

Проектирование профессионального приемника начинают со схемы однократного преобразования частоты и переходят к схеме с двукратным преобразованием в случае, если невозможно выполнить заданные технические требования.

Радиолокационные приемники обычно выполняются по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты (рис. 3.4). Общая для приемника и передатчика антенна подключается с помощью антенного переключателя АП.

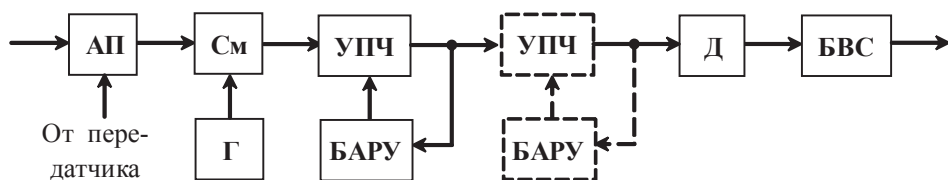


Рис. 3.4. Структурная схема радиолокационного приемника:

АП — антенный переключатель, См — смеситель, Г — гетеродин, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, Д — детектор, БАРУ — быстрая автоматическая регулировка усиления, БВС — блок видеосигналов

Для повышения чувствительности приемника перед смесителем может использоваться малошумящий УРЧ. Количество каскадов УПЧ



и БАРУ определяется позже с учётом реализуемых устойчивых коэффициентов усиления УПЧ.

При выборе аналогового либо цифрового способа обработки сигналов в приемнике необходимо учесть, что ЦОС следует применять при сложных алгоритмах работы приемника, необходимости адаптации, запоминания сигнала, при стремлении получить высокие точности оценки параметров сигнала. Аналоговый способ обработки сигналов в приемнике хорошо исследован теоретически, практически не имеет частотного предела. Аналоговый метод особенно удобен при несложных алгоритмах обработки сигнала, в том числе при приеме цифровых данных.

Важными для выбора типа структурной схемы также являются требования к стабильности частоты настройки, требования к уровню шумов гетеродина, сложности регулировок, себестоимости и др.

Для приемника цифровых данных в дополнение к выбору структуры линейного тракта и способа обработки сигнала необходимо определить структурную схему детектора (или решающего устройства), соответствующего заданным в ТЗ параметрам сигнала. Ввиду большого разнообразия видов модуляции информационных сигналов и соответствующих им типов структурных схем уже на начальном этапе проектирования рекомендуется обратиться к дополнительной литературе по соответствующему ТЗ направлению.

### 3.2. Расчет сквозной полосы пропускания приемника

Полоса пропускания линейного тракта приемника  $\Pi$  определяется шириной спектра сигналов  $\Delta f_C$ , доплеровского сдвига частоты  $\Delta f_d$  и нестабильностью частот настройки узлов приемопередающего тракта  $\Delta f_H$ :

$$\Pi = \Delta f_C + g \Delta f_d + \Delta f_H,$$

$$\Delta f_d \approx \Delta f_{d \max} = (f_{\max} + \Delta f_C) \cdot (Vr/c),$$

где  $f_{\max}$  — максимальная несущая частота сигнала;  $Vr$  — модуль максимальной радиальной скорости сближения или удаления передатчика и приемника;  $c$  — скорость света; параметр  $g = 2$  для радиолокацион-

ных приемников,  $g = 1$  для прочих подвижных приемников или передатчиков ( $Vr \neq 0$ ), либо  $g = 0$  при  $Vr = 0$ .

Полоса сигнала  $\Delta f_C$  определяется видом сигнала и характером его модуляции. Примеры оценки  $\Delta f_C$  для некоторых видов излучения приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Расчет ширины спектра сигнала

Вид модуляции	Расчетная формула
Двухполосная АМ	$\Delta f_C = 2F_B$
Однополосная АМ	$\Delta f_C = F_B$
Частотная модуляция	$\Delta f_C \approx 2 F_B (1 + \psi + \sqrt{\psi})$ , $\psi = \Delta f_w / F_B$
ЧМ стереовещание	$2 (F_B + F_{\text{пн}}) (1 + \psi + \sqrt{\psi})$ , $\psi = \Delta f_w / (F_B + F_{\text{пн}})$
Телеграфный сигнал с АМн	$\Delta f_C \approx (1...3) B$
Телеграфный сигнал с ЧМн	$\Delta f_C \approx 2\Delta f_d + a B$
Телеграфный сигнал с ФМн	$\Delta f_C \approx 1,5 B$
Импульсный сигнал	$\Delta f_C \approx (1...2)/\tau$ $\Delta f_C \approx 1/\tau_y$

При амплитудной модуляции ширина спектра сигнала  $\Delta f_C$  определяется только значением верхней частоты модуляции  $F_B$ . При частотной модуляции следует также учитывать индекс модуляции  $\psi$ , равный отношению девиации частоты  $\Delta f_w$  к  $F_B$ . При ЧМ стереовещании комплексного сигнала с пилот-тоном значение частоты поднесущей  $F_{\text{пн}}$  принимается равным 38 кГц, для сигнала с полярной модуляцией  $F_{\text{пн}} = 31,25$  кГц, при  $\Delta f_w = 50$  кГц.

Для цифровых данных учитываются параметры:  $a = (3...5)$  — число гармоник принимаемого сигнала;  $B$  — скорость передачи информации в бодах (бит/с). Примерная оценка полосы частот линейного тракта, занимаемой импульсным сигналом радиолокационных приемников, производится либо по его длительности  $\tau$  (в приемниках обнаружения цели), либо по времени установления выходного импульса приемника  $\tau_y$  (в измерительных приемниках).

Современная профессиональная приемопередающая аппаратура имеет высокую частотную стабильность, что связано с применением

синтезаторов частот. Поэтому для профессиональных приемников нестабильность  $\Delta f_H$  можно не учитывать.

Для радиовещательных приемников, не имеющих синтезатора частоты, нестабильности настройки отдельных узлов суммируются в среднеквадратическом смысле:

$$\Delta f_H \approx 2\sqrt{\Delta f_{\text{и}}^2 + \Delta f_{\text{г}}^2 + \Delta f_{\text{гн}}^2 + \Delta f_{\text{упч}}^2},$$

что связано со случайным характером абсолютной нестабильности частоты сигнала  $\Delta f_{\text{и}}$  и гетеродина  $\Delta f_{\text{г}}$ , нестабильности настройки частоты гетеродина  $\Delta f_{\text{гн}} = (0,003...0,01) f_{\text{гmax}}$ , абсолютной погрешности  $\Delta f_{\text{упч}} = (0,0003...0,003) f_{\text{п}}$  настройки УПЧ на промежуточную частоту  $f_{\text{п}}$ .

Обычно это приводит к расширению требуемой полосы линейного тракта приемника на 10...20 %. Поэтому в эскизном расчете для приемников в области ДВ и СВ вещательных диапазонов допустимо принимать, что

$$\Pi = (1,1...1,2) \Delta f_{\text{с}}.$$

В диапазонах СВЧ и УКВ для принятия решения о необходимости АПЧ желательно точнее оценить величину  $\Delta f_H$ . При этом следует учесть, что транзисторный гетеродин без кварцевой стабилизации имеет относительную нестабильность частоты порядка  $10^{-3}...10^{-4}$  в диапазоне частот ниже 30 МГц и  $10^{-2}...10^{-3}$  в диапазоне частот выше 30 МГц. Применение кварцевой стабилизации позволяет уменьшить величину относительной нестабильности до  $10^{-5}...10^{-7}$ .

Расширение полосы пропускания свыше 10...20 % требует, как правило, применения системы АПЧ, тогда для обычной АПЧ нестабильности уменьшаются в  $K_{\text{АПЧ}} = (15...25)$  раз:

$$\Pi = \Delta f_{\text{с}} + (g \Delta f_{\text{д}} + \Delta f_{\text{н}})/K_{\text{АПЧ}}.$$

При использовании фазовой системы АПЧ коэффициент подстройки частоты  $K_{\text{АПЧ}} \rightarrow \infty$ , тогда  $\Pi \approx \Delta f_{\text{с}}$ .

### 3.3. Определение числа поддиапазонов

---

Для того чтобы приемник мог принимать сигналы от станций в широком диапазоне частот и в то же время ослабить влияние помех на зеркальном и других побочных каналах, он должен иметь перестраиваемую резонансную систему ВЦ для настройки на эти частоты.

Разделение общего диапазона на поддиапазоны производится в области коротких волн. На СВ, ДВ и УКВ диапазонах в вещательных приемниках разбивка на поддиапазоны не используется. Чтобы узнать, необходимо ли разбивать диапазон приемника на поддиапазоны, нужно рассчитать коэффициент перекрытия диапазона:

$$K_n = \frac{f_{\max}}{f_{\min}},$$

где  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  — максимальная и минимальная частоты требуемого по ТЗ диапазона принимаемых частот приемника.

Разбивка на поддиапазоны производится, если  $K_n > 3$ . В радиовещательных приемниках чаще производится разбивка КВ диапазона по методу одинаковых коэффициентов перекрытия, в профессиональных — по методу равных частотных интервалов.

После определяются числа поддиапазонов, их границы и коэффициенты перекрытия. Каждый поддиапазон может быть сформирован на основе своего перестраиваемого или неперестраиваемого полосового фильтра.

### 3.4. Выбор структуры преселектора и числа преобразований частоты

---

Преселектор супергетеродинного приемника обеспечивает заданную избирательность по побочным каналам приема, в первую очередь по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения.

Частота зеркального канала при простом преобразовании частоты

$$f_3 = f_c \pm 2f_{\Pi},$$

где  $f_c$  — частота сигнала,  $f_{\Pi}$  — промежуточная частота, знак плюс или минус ставится в зависимости от верхней или нижней настройки гетеродина. Частота канала прямого прохождения равна промежуточной частоте. Под избирательностью понимают отношение коэффициентов передачи по основному и побочному каналам приема.

На рис. 3.5 приведены наиболее употребительные схемы преселекторов. Самый простой преселектор состоит из одноконтурной входной цепи — см. рис. 3.5, *а*.

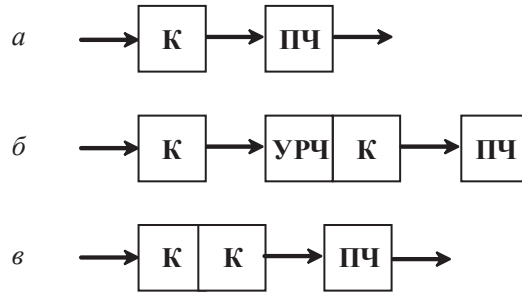


Рис. 3.5. Типовые схемы преселекторов:

К — колебательный контур, КК — система двух связанных контуров, УРЧ и ПЧ — активные элементы усилителя радиочастоты и преобразователя частоты

Избирательность одиночного контура:

$$\sigma_{\text{ок}} = \sqrt{1 + Q_3^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}.$$

В случае  $n$  одиночных контуров (рис. 3.5, *б*;  $n = 2$ ) имеем

$$\sigma_n = \sigma_{\text{ок}}^n.$$

Для двухконтурной системы с одинаковыми контурами при критической связи (рис. 3.5, *в*):

$$\sigma_{\text{кк}} = \frac{1}{2} \sqrt{4 + Q_3^4 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^4},$$

где  $\sigma$  — избирательность,  $f_0$  — частота настройки преселектора,  $f$  — частота побочного канала приема,  $Q_3$  — добротность нагруженного контура.

Добротность  $Q_3$  контуров преселектора обычно имеет следующие значения:

- на частотах 0,1...1,5 МГц  $Q_3 = 30-50$ ;
- на частотах 1,5...6 МГц  $Q_3 = 40-80$ ;
- на частотах 6...30 МГц  $Q_3 = 50-120$ .

Ориентируясь на среднее значение добротности  $Q_3 = 50$  и преселектор, состоящий из  $n$  одиночных контуров, можно оценить минимальное значение промежуточной частоты однократного преобразования, обеспечивающее заданную избирательность  $\sigma_{3K}$  по зеркальному каналу, по следующей методике. Оценивается параметр  $a$  при  $n$  контурах:

$$a = \frac{\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}}{Q_3}.$$

Далее вычисляется нижняя граница для значения промежуточной частоты

$$f_{\Pi \min} = \frac{f_{C \max}}{2} \left( \frac{a-2}{2} + \sqrt{\left( \frac{a-2}{2} \right)^2 + a} \right).$$

Значение промежуточной частоты выбирается из ряда стандартных частот по правилу  $f_{\Pi} \geq f_{\Pi \min}$ . Расчет начинают с  $n = 1$  (см. рис. 3.5, а). Если результат не удовлетворяет, количество контуров увеличивают, переходя к схемам, показанным на рис. 3.5, б или 3.5, в. Если количество контуров оказывается слишком большим или промежуточная частота слишком высокой, переходят к двукратному преобразованию частоты. При этом первая промежуточная частота выбирается из соотношения  $f_{\Pi} \geq f_{\Pi \min}$ , а вторая — из ряда стандартных частот (при АМ-сигнале обычно это 465 или 455 кГц). Стандартная промежуточная частота при приеме ЧМ-сигналов составляет 10,7 МГц.

После выбора номиналов промежуточных частот и схемы преселектора оценивают избирательность по зеркальному (при двукратном пре-

образовании еще и по второму зеркальному) каналу и по каналу прямого прохождения. Значение избирательности выражают в децибелах.

### 3.5. Определение избирательной системы тракта промежуточной частоты

Избирательная система тракта промежуточной частоты определяет его полосу пропускания и избирательность по соседнему каналу.

Сравнительно невысокие требования к избирательности радиовещательных приемников обычно удовлетворяются при однократном преобразовании частоты. В случае АМ-сигнала промежуточную частоту выбирают из следующего ряда: 110, 450, 465, 455, 500, 930 кГц или 1,6 МГц. Наиболее употребительны частоты 465 и 455 кГц. Стандартной промежуточной частотой ЧМ-приемников является частота 10,7 МГц.

Одновременно с выбором промежуточной частоты выбирается и способ обеспечения заданной избирательности. Используется либо распределенная по каскадам селекция, либо ставится *фильтр сосредоточенной селекции* (ФСС), чаще всего сразу после смесителя. Если выбрана сосредоточенная селекция, то используются слабо избирательные или даже апериодические каскады УПЧ. В современных приемниках рекомендуется применение ФСС.

При расчете профессиональных КВ-приемников в большинстве случаев потребуется применение двукратного преобразования частоты. Для КВ-приемников магистральной связи рекомендуется инфрадинная схема построения. Первая промежуточная частота выбирается выше максимальной частоты сигнала.

Вторая ПЧ выбирается из стандартного ряда (см. выше). Используются уже описанные средства избирательности. Основное усиление приемника обеспечивается в УПЧ-2. Проверяется избирательность по соседнему и второму зеркальному каналам приема.

Тракты промежуточной частоты радиолокационных приемников строятся как на основе распределенной, так и на основе сосредоточенной селекции. В случае распределенной селекции для расширения полосы пропускания УПЧ применяют расстроенные двойки или тройки каскадов, а также смешанную схему. В качестве ФСС приме-

няют  $LC$ -фильтры, пьезокерамические и кварцевые фильтры, интегральные фильтры на ПАВ.

### 3.6. Выбор первых каскадов радиоприемника и структуры преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума

Первые каскады приемника в значительной степени определяют его чувствительность. Для обеспечения высокой чувствительности требуется применение, как правило, одного каскада УРЧ после ВЦ.

Реальная чувствительность приемника определяется его коэффициентом шума  $N$ .

В отсутствие и при наличии УРЧ имеем соответственно:

$$N = \frac{1}{K_{P_{ВЦ}}} \left( N_{СМ} + \frac{N_{УПЧ} - 1}{K_{P_{СМ}}} \right);$$

$$N = \frac{1}{K_{P_{ВЦ}}} \left( N_{УРЧ} + \frac{N_{СМ} - 1}{K_{P_{УРЧ}}} \right).$$

Учитывая, что коэффициент шума усилителя  $N_{УРЧ} \approx 2N_{ТР}$ , а преобразователя частоты  $N_{СМ} \approx 4N_{ТР}$ , где  $N_{ТР}$  — паспортное значение коэффициента шума транзистора (используется безразмерная величина), рассчитываем значение коэффициента шума приемника без УРЧ и при наличии УРЧ. Эта величина сравнивается с допустимым коэффициентом шума, обеспечивающим заданную чувствительность  $E_A$  (или  $P_A$  для радиолокационных приемников):

$$N_{доп} = \frac{E_A^2}{4kT_0\Pi_{ш}R_A\gamma};$$

$$N_{доп} = \frac{P_A}{kT_0\Pi_{ш}\gamma}.$$

Здесь значения  $E_A$  и  $P_A$  имеют размерность соответственно В и Вт;  $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц;  $\Pi_{ш} \approx 1,1$  П — шумовая полоса, Гц;  $\gamma$  — допустимое



отношение (в «размах») мощности сигнала к мощности шума на выходе линейного тракта приемника (т.е. до демодулятора),  $R_A$  — активное сопротивление антенны, Ом.

При определении отношения сигнал/шум —  $\gamma$  на входе демодулятора (выходе линейного тракта) приходится учитывать несколько факторов. Прежде всего на выходе приемников разных типов для работы окончательного аппарата требуется различное отношение сигнал/шум: для профессионального связного приемника — порядка 10 (10 дБ), для вещательного АМ-приемника — порядка 100 (20 дБ), для вещательно-го ЧМ-приемника — 400 (26 дБ). Кроме того, при демодуляции отношение сигнал/шум может существенно изменяться: при амплитудной модуляции ( $m = 0,3$ ) оно ухудшается, при широкополосной частотной ( $\psi > 1$ ) — наоборот, улучшается. Наконец, чувствительность может оцениваться как при отсутствии внешних помех, так и при их наличии.

Ориентировочно, оценивая порядок величины  $\gamma$ , можно считать, что в случае частотной модуляции достаточно обеспечить работу ЧД в надпороговой области и принимать  $\gamma = 10$  (10 дБ). Для профессиональных приемников АМ-сигналов требуется  $\gamma = 100$  (20 дБ), а для вещательных приемников  $\gamma = 1000$  (30 дБ). Для радиолокационных приемников —  $\gamma = 10$  (10 дБ), для приемников цифровых данных для допустимой вероятности ошибки не хуже  $10^{-6}$  можно взять  $\gamma \geq 5$  для ФМн,  $\gamma \geq 7$  для ЧМн,  $\gamma \geq 9$  для АМн.

Решение о необходимости применения УРЧ принимается на основе требования

$$N \leq N_{\text{доп.}}$$

Однако в случае высоких требований по подавлению зеркального канала  $\sigma_{\text{ЗК}}$  допускается применение УРЧ и в том случае, когда по соображениям достижения заданной чувствительности УРЧ не является необходимым.

Сопротивление антенны обычно принимают равным

$$R_A = 75 - 300 \text{ Ом.}$$

### 3.7. Распределение усиления между трактами радиоприемника

Общее усиление радиотракта определяется, с одной стороны, необходимым напряжением на входе детектора, а с другой — заданной чувствительностью приемника. Обычно оно принимается с 2- или 3-кратным запасом:

$$K_0 = (2...3) \frac{U_{\text{ВХ.ДЕТ}}}{\sqrt{2} E_A}.$$

В приемниках АМ-сигналов на входе детектора надо обеспечить:

- линейный амплитудный детектор на германиевых диодах  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,3...0,5 \text{ В}$ ;
- линейный амплитудный детектор на кремниевых диодах  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,8...1,5 \text{ В}$ ;
- транзисторный амплитудный детектор  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,02...0,05 \text{ В}$ ;
- частотные детекторы с расстроенными контурами, со связанными контурами, а также дробный детектор  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,1...0,2 \text{ В}$ ;
- балансный диодный фазовый детектор  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,3...0,5 \text{ В}$ ;
- частотно-фазовый и фазовый детекторы на микросхеме перемножителя  $U_{\text{ВХ.ДЕТ}} \geq 0,005...0,01 \text{ В}$ .

Линейность работы смесителя по входному сигналу обычно обеспечивается до напряжений на входе  $U_{\text{ВХ.СМ}} \leq 100...200 \text{ мкВ}$ . Коэффициент передачи преселектора, следовательно, должен быть равен:

$$K_{\text{ПР}} = K_{\text{ВЦ}} K_{\text{УРЧ}} = (1,5...2) \frac{U_{\text{ВХ.СМ.макс}}}{\sqrt{2} E_A}.$$

Коэффициент передачи транзисторного смесителя обычно имеет величину порядка 4...6. Остальное усиление достигается за счет УПЧ:

$$K_{\text{УПЧ}} = \frac{K_0}{K_{\text{ВЦ}} K_{\text{УРЧ}} K_{\text{СМ}}}.$$

В любом приемнике от правильности распределения усиления по каскадам напрямую зависят его основные технические характери-

стики: чувствительность, динамический диапазон и линейность тракта приема. Одновременно с вопросами обеспечения заданного усиления и линейности тракта приемника решаются вопросы улучшения коэффициента шума. Чем дальше каскад отстоит от входа и чем больше усиление по мощности предыдущих каскадов, тем меньше он влияет на суммарный коэффициент шума. Требования по чувствительности приемника и линейности его тракта оказываются противоречивыми и обычно удовлетворяются методом компромисса. Одновременно решаются вопросы регулирования усиления в определенных каскадах радиотракта для обеспечения заданного динамического диапазона по основному и по соседнему каналам приема.

При проектировании целесообразно построить диаграмму уровней сигналов и шумов на входе и выходе каскадов приемника. Она строится в логарифмическом масштабе, при этом усиление или затухание каскадов выражается в децибелах. Например: преселектор приемника дает ослабление 2 дБ, УРЧ — усиление 20 дБ, смеситель — усиление 10 дБ, ФСС — ослабление 6 дБ и т. д. Уровень сигнала и шума при этом удобно выражать в дБ по отношению к 1 мВт (дБм). Пример такой диаграммы для схемы профессионального КВ-приемника приведен на рис. 3.6.

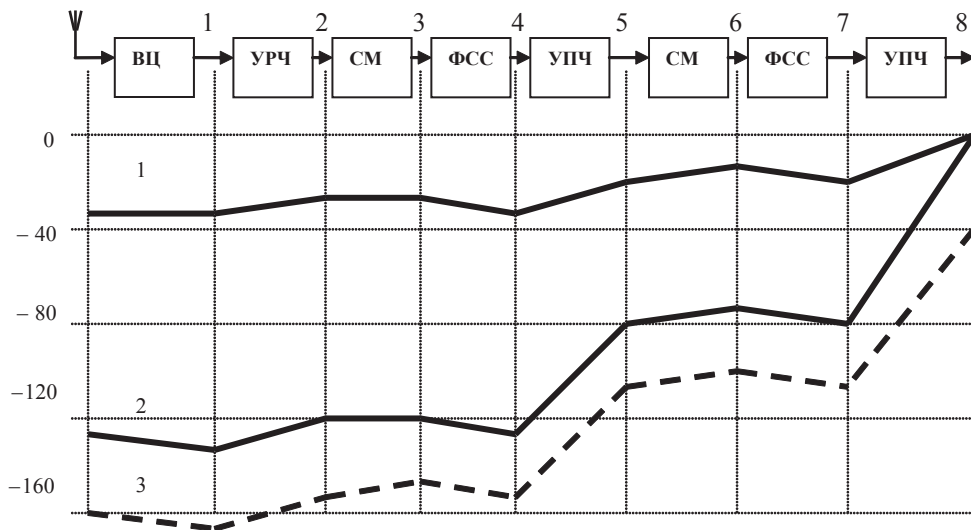


Рис. 3.6. Диаграмма уровней сигнала и шума в тракте радиоприемника:

1 — сигнал при максимальной входной мощности; 2 — сигнал при минимальной входной мощности; 3 — уровень шума

При построении диаграммы уровней задаются мощностью сигнала на входе приемника (на рис. 3.6 задана выходная мощность УПЧ-2, необходимая для нормального детектирования сигнала:  $P_C \text{ дБм} = 10 \lg P_C \text{ мВт} = 0 \text{ дБм}$ ) и мощностью сигнала на входе приемника, соответствующей его чувствительности  $P_A = k T \Pi N \gamma$ , выраженной также в дБм.

Эти две точки соединяют ломаной линией, ординаты концов каждого отрезка которой указывают абсолютный уровень мощности на входе и выходе каскада, а их разность — усиление или затухание в каскаде. Вместо построения диаграммы можно указать значения сигналов в контрольных точках.

Мощность шума на выходе каждого каскада рассчитывается путем последовательного применения формулы

$$P_{\text{ш. вых}} = (P_{\text{ш. вх}} + P_{\text{ш. соб. вх}}) K_p,$$

где  $P_{\text{ш. вх}}$  — мощность шумов, поступающих от предыдущего каскада;  $P_{\text{ш. соб. вх}}$  — мощность собственных шумов каскада, приведенных к его входу;  $K_p$  — коэффициент передачи номинальной мощности каскада.

Расчет начинается с УРЧ, для которого

$$P_{\text{ш. вх}} = k T_0 \Pi, \quad P_{\text{ш. соб. вх}} = k T_0 \Pi (N_{\text{урч}} - 1).$$

Строго говоря, шумы каждого каскада должны рассчитываться в соответствии с его полосой пропускания. Поэтому, например, мощность шума после ФСС падает, так как уменьшается полоса пропускания (см. рис. 3.6). Допустимо вести все расчеты по определённой ранее информационной полосе пропускания. Однако следует отметить, что в этом случае график распределения шумов носит условный характер.

### 3.8. Оценка динамического диапазона приемника

Динамический диапазон приемника ограничен снизу шумами приемника, сверху — пределами линейной части характеристик его каскадов. Строгий расчет динамического диапазона требует изучения

нелинейности характеристик каскадов, характер и величина которой зависят от схемы каскада, типа активного прибора, режима его работы и т.д. Оценку динамического диапазона рекомендуется произвести по упрощенной методике.

Амплитудную характеристику любого усилителя или смесителя можно аппроксимировать рядом:

$$P_{\text{вых}} = K_1 P_{\text{вх}} + K_2 P_{\text{вх}}^2 + K_3 P_{\text{вх}}^3 + \dots,$$

где коэффициенты  $K_2$ ,  $K_3$  и т.д. характеризуют искажающие свойства каскада. При наличии на входе усилителя или смесителя двух сигналов (например, полезного сигнала с частотой  $f_1$  и помехи с частотой  $f_2$ , близкой к  $f_1$ ) на выходе, кроме сигналов  $f_1$  и  $f_2$ , появляются гармоники этих сигналов, комбинационные частоты и постоянная составляющая. Их уровень непосредственно связан с нелинейностью усилителей и смесителей. Принципиально нелинейными являются также варикапы, переключающие диоды и некоторые другие элементы, используемые в сигнальных цепях. Оценка нелинейности обычно производится двухсигнальным методом.

Динамический диапазон  $D$  — это выраженное в децибелах отношение уровня двух равных по величине входных сигналов к уровню создаваемой ими комбинационной помехи при условии равенства ее уровня уровню собственных шумов приемника. Расчетная формула:

$$D = \frac{2}{3}(A_{\text{вх}} - P_{\text{ш.вх}}),$$

где  $A_{\text{вх}}$  — уровень полезного сигнала на входе, при котором на выходе уровень комбинационной составляющей третьего порядка  $2f_1 - f_2$  равен уровню полезного сигнала на линейном продолжении амплитудной характеристики (см. рис. 3.3).

На рис. 3.7 приведены графики зависимости выходной мощности сигналов с частотами  $f_1$  и  $2f_1 - f_2$  от их мощности на входе. При превышении определенного уровня входных сигналов линейный рост выходных сигналов замедляется. Если продолжить линейную часть графика полезного сигнала (пунктирная линия), то в точке пересечения  $A$  выходной уровень полезного сигнала равен уровню составляющей третьего порядка.

Координаты точки  $A$  характеризуют линейные свойства каскада, причем значение  $A_{\text{ВХ}}$  на оси абсцисс соответствует входному уровню сигналов, а  $A_{\text{ВЫХ}}$  на оси ординат — выходному.

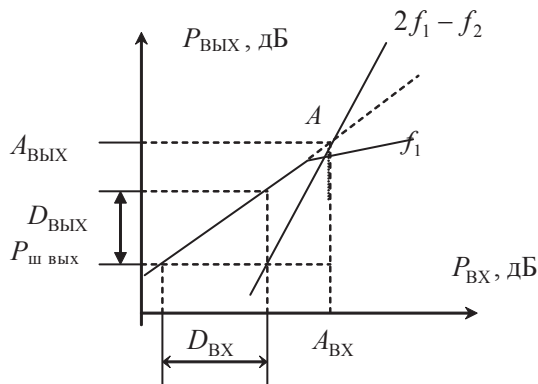


Рис. 3.7. График зависимости выходной мощности полезного сигнала и комбинационной составляющей третьего порядка от уровня полезного сигнала при двух-сигнальном методе исследования

В активных цепях значение  $A_{\text{ВЫХ}}$  больше  $A_{\text{ВХ}}$  на коэффициент усиления каскада  $G$ , выраженный в децибелах:

$$A_{\text{ВЫХ}} (\text{дБм}) = A_{\text{ВХ}} (\text{дБм}) + G (\text{дБ}).$$

В пассивных цепях, например в диодных смесителях, значение  $A_{\text{ВЫХ}}$  меньше  $A_{\text{ВХ}}$  на величину потерь в смесителе.

Зная положение точки  $A$  на графике, можно рассчитать уровень колебаний комбинационной частоты при любых входных сигналах: если каскад работает при уровне выходного сигнала на  $X$  дБ ниже значения  $A_{\text{ВЫХ}}$ , то уровень комбинационных частот третьего порядка будет на  $3X$  дБ ниже значения  $A_{\text{ВЫХ}}$ . Допустим,  $A_{\text{ВЫХ}} = +30$  дБм и  $P_{\text{ВЫХ}} = -10$  дБм. Тогда  $X = P_{\text{ВЫХ}} - A_{\text{ВЫХ}} = -40$  дБ и уровень комбинационных частот третьего порядка будет на  $3 \cdot 40 = 120$  дБ ниже значения  $A_{\text{ВЫХ}}$ .

Для уменьшения уровня комбинационных искажений следует снижать уровни входных сигналов. Однако это допустимо лишь до тех пор, пока комбинационные колебания превышают уровень собственных шумов приемника. Динамический диапазон лучших современных приемников достигает 100...120 дБ, что дает возможность принимать полезный сигнал при уровнях помех, превышающих его в  $10^5 \dots 10^6$  раз.

При оценке динамического диапазона расчет производится следующим образом. Оценивается мощность шума, приведенная к входу приемника:

$$P_{\text{ш.вх}} = -174(\text{дБм}) + 10 \lg \Pi + 10 \lg N ,$$

где  $\Pi$  — отношение полосы пропускания приемника к полосе 1 Гц,  $N$  — безразмерный коэффициент шума. Затем из табл. 3.2 выбирается значение  $A_{\text{вых}}$ , соответствующее типу каскада, и рассчитывается  $A_{\text{вх}}$ :

$$A_{\text{вх}} = A_{\text{вых}} - G,$$

где  $A_{\text{вх}}$  и  $A_{\text{вых}}$  имеют размерность дБм, а  $G$  — коэффициент передачи каскада (по мощности), дБ. После этого пользуются расчетной формулой для  $D$ .

Таблица 3.2

Значение параметра  $A_{\text{вых}}$ 

№	Тип каскада	$A_{\text{вых}}$ , дБм
1	УРЧ на транзисторе	5–10
2	Смеситель на транзисторе	0–5
3	Смеситель на двухзатворном полевом транзисторе	18–20
4	Кольцевой смеситель на диодах	15–20
5	Балансный смеситель на полевых транзисторах в пассивном режиме	40

В качестве примера рассчитаем динамический диапазон приемника, первым каскадом которого является смеситель на двухзатворном полевом транзисторе КП350. Исходные параметры: усиление смесителя  $G = 20$  дБ, параметр  $A_{\text{вых}} = 18$  дБ, коэффициент шума  $N = 10$  дБ, полоса пропускания селективного тракта  $\Pi = 500$  Гц. Получаем:

$$\begin{aligned} A_{\text{вх}} &= A_{\text{вых}} - G = 18 - 20 \text{ дБм} = -2 \text{ дБм}, \\ P_{\text{ш.вх}} &= -174 + 10 \lg 500 + 10 = -137 \text{ дБм}, \\ D &= \frac{2}{3} (-2 + 137) \text{ дБ} = 90 \text{ дБ}. \end{aligned}$$

При расчете приемника его каскады должны быть согласованы по максимальному допустимому уровню входных и выходных сигналов. Значение  $A_{\text{вых}}$  первого каскада должно быть больше или равно

значению  $A_{\text{ВХ}}$  второго каскада и т. д. Динамический диапазон приемника в целом ограничивается динамическим диапазоном того из каскадов, стоящих пред ФСС, у которого этот диапазон минимален.

Рассмотрим пример. Пусть первыми каскадами приемника являются УРЧ ( $N_{\text{УРЧ}} = 6$  дБ,  $G_{\text{УРЧ}} = 20$  дБ,  $A_{\text{ВЫХ.УРЧ}} = 5$  дБм) и активный смеситель ( $N_{\text{СМ}} = 20$  дБ,  $G_{\text{СМ}} = 3$  дБ,  $A_{\text{ВЫХ.СМ}} = 0$  дБм). Имеем:

$$A_{\text{ВХ.СМ}} = A_{\text{ВЫХ.СМ}} - G_{\text{СМ}} = 0 - 3 \text{ дБм} = -3 \text{ дБм}.$$

Следовательно,  $A_{\text{ВЫХ.УРЧ}} > A_{\text{ВХ.СМ}}$ , т. е. допустимый уровень сигналов на входе УРЧ выше, чем допустимый уровень входных сигналов смесителя, и при расчете динамического диапазона приемника вместо  $A_{\text{ВЫХ.УРЧ}}$  следует брать  $A_{\text{ВХ.СМ}}$ .

Совместный коэффициент шума УРЧ и смесителя:

$$N = N_{\text{УРЧ}} + \frac{N_{\text{СМ}} - 1}{G_{\text{УРЧ}}} = 4 + \frac{100 - 1}{100} = 4,99 = 7 \text{ дБ}.$$

Шумовой порог (при  $\Pi = 3$  кГц):

$$P_{\text{Ш.ВХ}} = -174 \text{ дБм} + 7 \text{ дБ} + 35 \text{ дБ} = -132 \text{ дБм}.$$

Параметр  $A_{\text{ВХ}}$  приемника:

$$A_{\text{ВХ}} = A_{\text{ВХ.СМ}} - G_{\text{УРЧ}} = -3 \text{ дБм} - 20 \text{ дБм} = -23 \text{ дБм}.$$

Динамический диапазон:

$$D = \frac{2}{3}[-23 - (-132)] \text{ дБ} = 72,7 \text{ дБ}.$$

Заметим, что расчет динамического диапазона приемника без УРЧ дает в рассматриваемом примере 77,3 дБ, т. е. включение в схему УРЧ, с одной стороны, повышает чувствительность приемника, но с другой — уменьшает динамический диапазон. Снижение динамического диапазона по соседнему каналу приема из-за перегрузки первого смесителя, вызванной избыточным усилением предшествующих каскадов,



приводит к «непрозрачности эфира» — не удастся выделить слабый сигнал из шумов при наличии помех. В этом случае следует повысить избирательность входных цепей или включить на входе приемника аттенюатор, не нарушающий режимов работы активных элементов, выбранных из условий максимальной линейности.

Для оценки линейных свойств каскадов, следующих за ФСС, используется понятие динамического диапазона по основному каналу приема. Верхний предел динамического диапазона по основному каналу определяется нелинейностью последнего каскада УПЧ или УНЧ, нижний — шумами. Расширение динамического диапазона по основному каналу достигается применением эффективной системы АРУ, снижающей перегрузку конечных каскадов и, следовательно, величину нелинейных искажений.

### 3.9. Выбор регулировок приемника

При эскизном проектировании предусматривается система регулировок, обеспечивающая:

- поддержание точной настройки приемника на частоту принимаемого сигнала;
- поддержание заданного уровня сигнала на входе детектора.

Автоматическая подстройка частоты гетеродина позволяет уменьшить до допустимой величины требуемую полосу пропускания УПЧ приемника, если абсолютное значение нестабильности настроек велико.

Система АРУ применяется для расширения динамического диапазона приемника по основному каналу и как корректор мультипликативной помехи. Если требуемый диапазон входных сигналов составляет  $A$  дБ, а изменение напряжения на выходе допускается в пределах  $B$  дБ, то требуемое изменение коэффициента усиления приемника равно  $(A - B)$  дБ.

Режимная регулировка позволяет изменять коэффициент усиления одного транзисторного усилительного каскада на 20–26 дБ. Максимальный уровень входного напряжения такого каскада ограничен значением

$$U_{\text{вх}} \leq 40 \sqrt{\frac{\nu}{m}},$$

где  $U_{\text{вх}}$  — амплитуда входного сигнала в милливольтках,  $\nu$  — допустимый для данного каскада коэффициент нелинейных искажений при коэффициенте модуляции  $m$ . Обычно  $U_{\text{вх}} \leq 10-15$  мВ.

Полагая, что в качестве регулируемых каскадов в радиоприемнике используются идентичные усилители промежуточной частоты, определяют требуемое число каскадов

$$n_{\text{АРУ}} = \frac{(A - B) \text{ дБ}}{(20 \div 26) \text{ дБ}},$$

с округлением до ближайшего большего целого числа.

В целях обеспечения хороших характеристик реальной избирательности, чувствительности и линейности преобразования нежелательно регулировать усиление в первом каскаде УРЧ и смесителях. При необходимости на УРЧ организуется отдельная цепь АРУ, управляющее напряжение которой вырабатывается по сигналу, еще не прошедшему ФСС. Это позволяет снижать усиление УРЧ при действии мощных внеполосных помех, что способствует уменьшению перекрестных и интермодуляционных искажений, т. е. расширению динамического диапазона приемника.

В современных радиоприемных устройствах проблему регулирования усиления решают путем использования управляемых аттенюаторов на диодах или варикапах, включаемых между каскадами. Перспективным является также метод регулирования за счет изменения глубины отрицательной обратной связи усилителей. Метод имеет то положительное свойство, что введение обратной связи улучшает линейность усилителя.

---

### 3.10. Выбор тракта усиления низкой частоты

---

Для профессиональных, радиовещательных приемников выбирают подходящую ИМС. Как правило, ИМС используется в стандартной схеме включения.

Для радиолокационных приемников выбирается схема видеоусилителя и детектора (либо порогового устройства), отраженных от радиолокационных целей импульсов.

### 3.11. Разработка структурной схемы приемника

---

Эскизное проектирование завершается составлением структурной схемы радиоприемника и формулированием требований для функциональных узлов и каскадов.

Структурная электрическая схема определяет основные функциональные части приемника, их назначения и связи. Все функциональные части на схеме изображают в виде прямоугольников или условных графических обозначений. На схеме допускаются поясняющие надписи, диаграммы, таблицы, указания параметров в характерных точках (величины токов, напряжений, формы и величины импульсов, математические зависимости и т. п.).

## 4. Типовые узлы и блоки радиоприемных устройств

---

### 4.1. Входные цепи

---

**В**ходные цепи предназначены для передачи сигнала из антенны или фидера в последующие цепи и предварительного подавления помех. Таким образом, следует разделять две основные функции входных цепей. Во-первых, это частотная селекция сигнала, поступающего от антенны, она выполняется с целью ослабления помеховых каналов приема. Во-вторых, это согласование сопротивления антенны с входным сопротивлением первого каскада приемника с целью максимизации передачи сигнала и минимизации влияния собственных шумов приемника.

Основными характеристиками входных цепей являются:

- коэффициент передачи по напряжению (мощности), т. е. отношение напряжения (мощности) сигнала на входе следующего каскада к ЭДС (мощности) в антенне, а в случае ферритовой антенны — к напряженности поля сигнала;
- полоса пропускания, характеризующая многосигнальную избирательность, — ширину области частот с допустимой неравномерностью коэффициента передачи;
- селективность, характеризующая односигнальную избирательность, т. е. уменьшение коэффициента передачи при заданной расстройке  $K$  по сравнению с его значением при резонансе  $K_0$ , т. е.  $\sigma = 20 \lg (K_0/K)$ ;
- перекрытие заданного диапазона частот. ВЦ должна обеспечивать настройку приемника на любую частоту в пределах заданного диапазона, причем коэффициент передачи, полоса пропускания и селективность не должны существенно изменяться;

- постоянство параметров входной цепи при изменении параметров антенны и входного сопротивления первого каскада приемника.

Входная цепь обычно представляет собой пассивный четырехполюсник, содержащий одно или несколько частотно-селективных звеньев (например, резонансных контуров), выделяющих принимаемый сигнал. Наиболее распространены одноконтурные входные цепи. Два и более колебательных контуров применяются только при повышенных требованиях к селективности.

#### 4.1.1. Перестраиваемые входные цепи

Если колебательный контур или другой элемент колебательной системы ВЦ можно перестраивать таким образом, что с его помощью возможно изменение частоты настройки ВЦ, то эту ВЦ называют перестраиваемой. Такие ВЦ, как правило, обладают хорошей селективностью, обеспечивают перекрытие широкого диапазона частот, но требуют включения управляемого, переменного конденсатора.

Частотно-селективные звенья, содержащиеся во входной цепи, необходимо связывать как с антенной, так и с первым каскадом приемника соответствующими элементами. Чаще всего, как в перестраиваемых, так и в неперестраиваемых входных цепях, в качестве частотно-селективного звена используется колебательный контур. Для связи контура с первыми каскадами приемника используется частичное включение нагрузки (следующего каскада) в катушку колебательного контура. При этом коэффициент передачи по напряжению такой связи равен коэффициенту включения. Для соединения контура с антенной используются емкостная, индуктивная и индуктивно-емкостная связи, как показано на рис. 4.1–4.3.

Для всех этих цепей пределы перестройки определяются максимальными и минимальными частотами настройки, зависящими от параметров контура:  $L_K$  — индуктивность контура,  $C_{K\max}$  и  $C_{K\min}$  — максимальная и минимальная емкости переменного конденсатора,  $C_d$  — дополнительная емкость, складываемая из емкости монтажа, емкости первого каскада приемника (с учетом трансформации в катушке), паразитной емкости катушки  $L_K$ , вносимой емкости,  $C_{K0}$  — постоянная емкость контура, включенная параллельно переменной.

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K(C_{K\max} + C_D + C_{K0})}},$$

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K(C_{K\min} + C_D + C_{K0})}}.$$

При выборе переменного конденсатора для ВЦ следует пользоваться величинами минимальной и максимальной ёмкости:

$$C_{K\min} = \frac{1}{(2\pi f_{\max})^2 L_K} - C_D - C_{K0};$$

$$C_{K\max} = \frac{1}{(2\pi f_{\min})^2 L_K} - C_D - C_{K0}.$$

Если полученные значения не совпадают с существующими, выпускаемыми, конденсаторами, следует подбирать величины  $L_K$  и  $C_{K0}$  так, чтобы получить соответствие.

Для повышения селективности, уменьшения полосы пропускания и уменьшения вносимых в контур потерь нагрузка (первый каскад приемника) включена в контур частично, через автотрансформатор. Следовательно, входной импеданс нагрузки ВЦ следует пересчитывать в контур пропорционально квадрату коэффициента включения  $m$ . Коэффициент включения равен отношению числа витков, с которых снимается напряжение, к общему числу витков катушки.

Для расчета селективности ВЦ для средней частоты диапазона  $f_0$  следует задаться технически реализуемой средней емкостью контура  $C_K$ . Для диапазона ДВ эта емкость обычно принимается 400 пФ, СВ — 200 пФ, КВ от 50 до 200 пФ, УКВ от 10 до 50 пФ, а также добротностью ненагруженного контура  $Q_K$ . Для диапазона СВ и ДВ она может лежать в диапазоне 80–100 единиц. Для КВ и выше 100–120 единиц.

Индуктивность катушки контура

$$L_K = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_K}.$$

Сопротивление собственных потерь контура равно

$$R_K = 2\pi f_0 Q_K L_K.$$

Эквивалентная добротность нагруженного контура при требуемой полосе пропускания  $\Delta f$  в этом случае

$$Q_{\text{ЭК}} = \frac{f_0}{\Delta f}.$$

Так же необходимо знать сопротивление нагрузки ВЦ  $R_H$ . Требуемый коэффициент включения при заданной эквивалентной добротности нагруженного контура

$$m = \sqrt{R_H \frac{\frac{Q_K}{Q_{\text{ЭК}}} - 1}{2R_K}}.$$

Полоса пропускания нагруженного контура, с учетом сопротивления нагрузки (первого каскада приемника)  $R_H$ ,

$$\Delta f = 2\pi L_K \frac{R_K + m^2 R_H}{m^2 R_K R_H}.$$

Сопротивление потерь нагруженного контура

$$R_{\text{КЭ}} = \frac{R_K + m^2 R_H}{m^2 R_K R_H}.$$

Селективность одноконтурной входной цепи для заданной расстройки частоты помехового канала приема  $f_P = |f_0 - f_{\text{П}}|$  можно вычислить в соответствии с выражением

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_P Q_{\text{ЭК}}}{f_0}\right)^2}} \quad \text{или в дБ} \quad \sigma = 20 \lg \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_P Q_{\text{ЭК}}}{f_0}\right)^2}} \right) \text{ дБ.}$$

Коэффициенты передачи по напряжению для различных видов связи различны.

Для ВЦ при емкостной связи с антенной (рис. 4.1) резонансный коэффициент передачи по напряжению можно считать как

$$K_0 = m \frac{R_{кЭ}}{R_{кЭ} + \frac{1}{2\pi f_0 C_{св}}}.$$

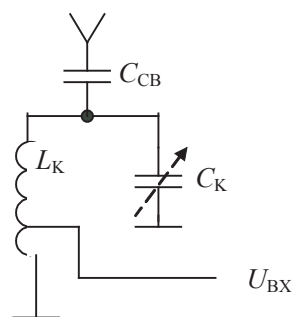


Рис. 4.1. ВЦ при емкостной связи с антенной

Для ВЦ при индуктивной связи контура с антенной (рис. 4.2) резонансный коэффициент передачи при высокой селективности и при настроенной антенне

$$K_0 = mnM,$$

где  $n$  — коэффициент трансформации (или коэффициент включения для схемы с автотрансформатором),  $M$  — коэффициент связи между катушками. Для схемы с автотрансформатором  $M = 1$ .

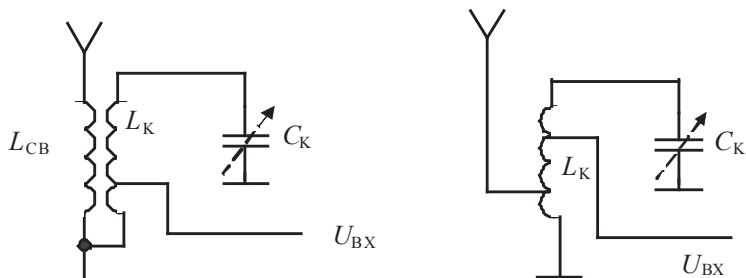


Рис. 4.2. ВЦ при индуктивной связи с антенной

Для схемы при индуктивно-емкостной связи контура с антенной (рис. 4.3) резонансный коэффициент передачи можно вычислить как сумму коэффициентов связи, рассчитанных отдельно для индуктивной и емкостной связей.

Все расчеты следует проводить на центральную частоту диапазона.

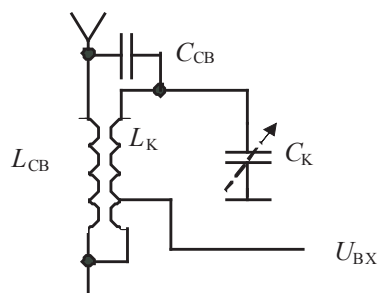


Рис. 4.3. ВЦ при индуктивно-емкостной связи с антенной



### 4.1.2. Неперестраиваемые входные цепи

Эти цепи могут иметь структуру такую же, как и перестраиваемые, или быть фильтрами и согласующими цепями любого вида. Например, рис. 4.4.

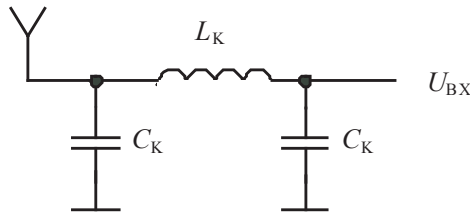


Рис. 4.4. Неперестраиваемая ВЦ

При использовании такой цепи любое выходное сопротивление антенны может быть согласовано с любым входным сопротивлением следующего каскада. Но селективные свойства такой цепи невелики. Для повышения селективности можно использовать многосвязные лестничные канонические фильтры. Расчет таких фильтров приведен в [19].

### 4.1.3. Разбиение на поддиапазоны

При разбиении диапазона приемника на поддиапазоны ищется компромисс между сложностью ВЦ в целом и количеством поддиапазонов, т. е. возможно перекрытие всего заданного диапазона частот единой перестраиваемой ВЦ, но при этом такая ВЦ может оказаться сложной в перестройке и многоконтурной. Также возможно разбиение диапазона на несколько поддиапазонов, в каждом из которых будет использована цепь более простая, одноконтурная и, возможно, не перестраиваемая.

В радиовещательных приемниках чаще производится разбивка КВ диапазона по методу одинаковых коэффициентов перекрытия, в профессиональных — по методу равных частотных интервалов. На СВ, ДВ и УКВ диапазонах в вещательных приемниках разбивка на поддиапазоны не используется.

В любом случае число поддиапазонов определяется разработчиком из соображений простоты реализации при выполнении условий ТЗ по селективности приемника.

#### **4.1.4. Особенности конструкции входных цепей различных диапазонов волн**

На УКВ, КВ, СВ, ДВ и на более низкочастотных диапазонах применяются входные цепи на основе колебательных контуров с сосредоточенными параметрами. То есть на основе конденсаторов и катушек индуктивности.

Катушки диапазонов КВ, СВ и ДВ, как правило, имеют сердечники из феррита или карбонильного железа (обычно на ВЧ). Для повышения добротности и уменьшения собственной паразитной емкости катушек при их изготовлении применяют многожильный провод. На УКВ катушки обычно делаются бескаркасными и из очень толстого провода. Так же на УКВ используются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

На более высоких частотах создание емкостей и индуктивностей необходимой величины становится затруднительным. Поэтому применяют фильтры и согласующие элементы на микрополосковых и коаксиальных линиях, на еще более высоких частотах на волноводных объемных резонаторах. Если при расчетах ВЦ на сосредоточенных элементах получаются технически не реализуемые величины емкостей (менее 5 пФ) или индуктивностей (менее 10 нГн), то следует переходить к использованию микрополосковых, коаксиальных и т. д. ВЦ.

В случае, если ожидается работа приемника в условиях помех большого уровня, для защиты приемника используют схемы ограничения сигнала. На УКВ и на более низких частотах используют, как правило, диодные ограничители на основе встречно-параллельных диодов. На более высоких частотах, например в РЛС, вход приемника на период излучения импульса отключают при помощи антенного переключателя или развязывают от передатчика при помощи циркуляторов различного вида.

## 4.2. Усилители радиочастоты и промежуточной частоты

Усилители радиочастоты (УРЧ) и промежуточной частоты (УПЧ) являются селективными, как правило, узкополосными усилителями. И в том и в другом случае вместе с усилением обеспечивается частотная избирательность. Для этого усилители, кроме усилительных приборов, содержат резонансные цепи: колебательные контуры, или фильтры другого вида. Усилители радиочастоты с переменной настройкой выполняют, как правило, одноконтурными.

### 4.2.1. Распределенная и сосредоточенная избирательность

УПЧ должны обеспечивать высокий коэффициент усиления на промежуточной частоте. Поэтому в большинстве случаев УПЧ является многокаскадным усилителем. Как правило, используется от 2 до 8 каскадов в одном УПЧ.

Кроме того, в общем случае УПЧ должен, вместе с усилением, обеспечить селективность линейного тракта приемника. Для этого в его состав включаются частотно-селективные цепи или радиотехнические фильтры. Включение этих цепей возможно двумя способами:

1) Фильтр промежуточной частоты (ФПЧ) находится в каждом каскаде многокаскадного усилителя, т. е. избирательные свойства усилителя распределены между всеми каскадами. Это, так называемая, распределенная избирательность. Структурная схема многокаскадного УПЧ с распределенной избирательностью представлена на рис. 4.5.

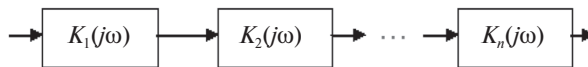


Рис. 4.5. УПЧ с распределенной избирательностью

В качестве частотно-селективных устройств в таких УПЧ используют, как правило, колебательные контуры. При равенстве параметров и полос всех контуров в УПЧ суммарную полосу пропускания УПЧ можно рассчитать как

$$\Delta f_{\Sigma} = \frac{\Delta f_i}{\sqrt{N}},$$

где  $N$  — число каскадов,  $\Delta f_i$  — полоса пропускания каждого каскада.

2) ФПЧ может быть единственным и находиться всего в одном каскаде УПЧ. Это, так называемая, сосредоточенная избирательность. В этом случае в качестве фильтров так же можно использовать колебательные контуры или другие электрические фильтры на сосредоточенных элементах, но в настоящее время обычно используются пьезокерамические резонаторы. Частотные свойства таких резонаторов достаточно высоки для обеспечения требуемой селективности по соседнему каналу. Устанавливаются такие резонаторы в начале усилительного тракта УПЧ, а сами усилительные каскады выполняются широкополосными и апериодическими. Такое техническое решение является типовым при использовании современных микросхем.

#### 4.2.2. Типовые схемы УПЧ

В общем случае каскад усилителя содержит усилительный прибор (полевой или биполярный транзистор), колебательную систему и элементы, обеспечивающие положение рабочей точки. Типовые принципиальные схемы каскадов, построенных на транзисторах различных типов, приведены на рис. 4.6 и 4.7.

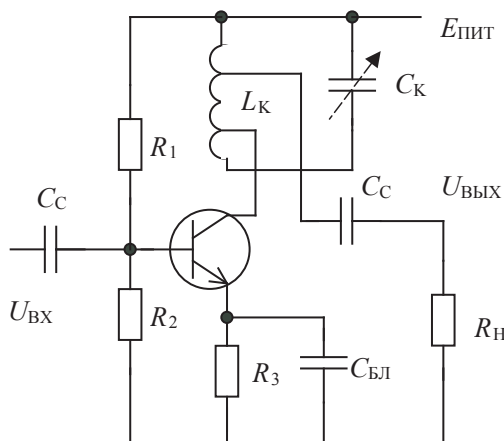


Рис. 4.6. Усилитель ВЧ на БТ

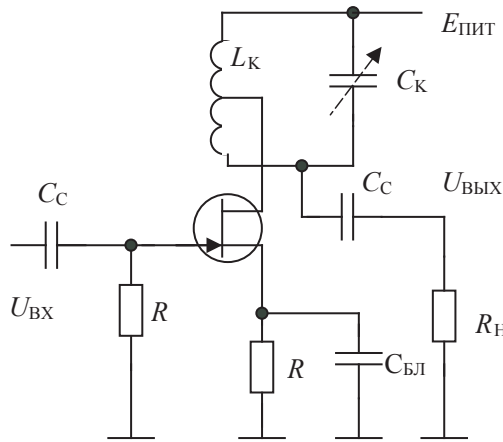


Рис. 4.7. Усилитель УВЧ на ПТ

Для повышения коэффициента усиления УПЧ усилитель содержит несколько каскадов, которые могут быть связаны между собой с помощью емкостной, трансформаторной или непосредственной связи (рис. 4.8).

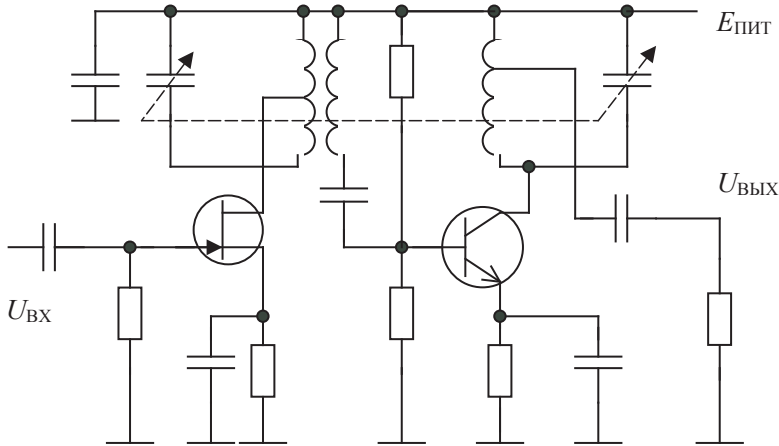


Рис. 4.8. Двухкаскадный УПЧ

В данном случае связь каскадов с нагрузкой и источником сигнала емкостная, между каскадами — трансформаторная.

Для широкодиапазонных приёмников целесообразно использовать широкополосные УРЧ. Например, на рис. 4.9 представлена схема широкополосного УРЧ с использованием ШПТЛ.

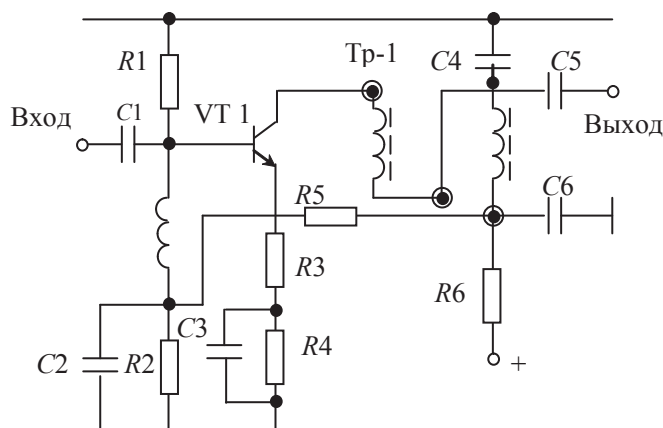


Рис. 4.9. Схема широкополосного УРЧ с использованием ШПТЛ

### 4.2.3. Устойчивость усилителей радиочастоты

Из-за наличия паразитных обратных связей возможно изменение параметров транзисторного каскада, а при достаточно глубокой ОС и самовозбуждение каскада, т.е. каскад становится неустойчивым. Для повышения устойчивости можно использовать каскодное включение типа ОЭ-ОБ (рис. 4.10). Так же для повышения устойчивости можно снизить коэффициент усиления каскада различными методами.

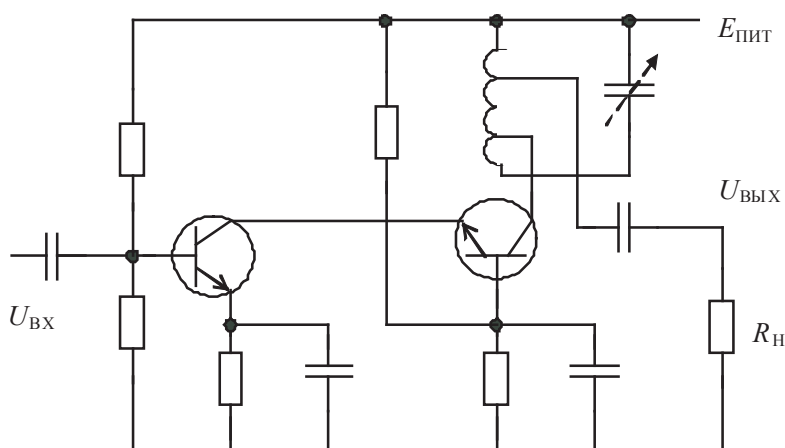


Рис. 4.10. Каскодный усилитель

Для повышения устойчивости не только одного каскада, но и усилительного тракта в целом необходимо подавлять паразитные ОС, охватывающие весь тракт целиком. Такие ОС возможны, во-первых, по соединительным цепям усилителя и ослабляются путем поиска более совершенных конструктивных решений, и, во-вторых, по цепям питания. Такие ОС необходимо ослаблять с помощью заграждающих фильтров в цепях питания, пример схемы питания многокаскадного усилителя представлен на рис. 4.11.

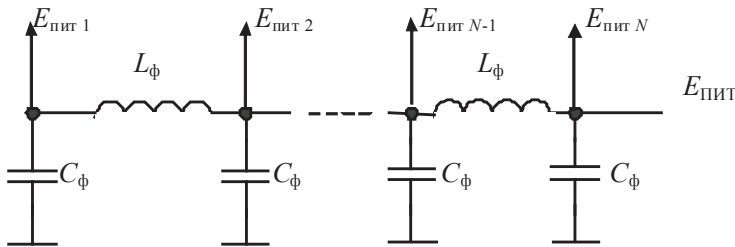


Рис. 4.11. Ослабление ОС по цепям питания

Каждое Г-звено фильтра должно иметь коэффициент передачи на промежуточной частоте примерно обратным коэффициенту усиления каскада. В этом случае напряжение с частотой входного сигнала, поступающее в цепь питания, будет ступенчато ослабляться, и общая глубина ОС по цепи питания для первого каскада будет пренебрежимо малой.

#### 4.2.4. Расчет селективного усилителя

При расчете УПЧ следует сначала выбрать усилительный элемент (полевой или биполярный транзистор, ИМС), выбрать схему его включения, тип колебательной системы. При выборе следует руководствоваться справочными материалами. Затем необходимо определить ряд параметров усилительного элемента на промежуточной или радиочастоте. Основными параметрами являются: входное и выходное сопротивления и емкости, крутизна усилительного элемента, емкость обратной связи.

При выборе типа усилительного элемента следует особое внимание уделить частотным свойствам этого элемента. Граничная частота

та передачи тока транзистора  $f_T$  должна быть как минимум в десять раз выше той частоты, на которой предполагается работа усилителя. Так же следует выбирать транзисторы с как можно меньшими емкостями переходов: база-коллектор и база-эмиттер.

### *Расчет усилительного каскада на БТ*

При расчете одноконтурного транзисторного усилителя, построенного, например, в соответствии с рис. 4.6, следует сначала выбрать напряжение питания  $E_{\text{пит}}$  и задаться средним током коллектора  $I_{K0}$ . Средний ток коллектора и мощность, рассеиваемая транзистором,  $P_{\text{тр}} = E_{\text{пит}} \times I_{K0}$ , не должны превышать максимально допустимые (см. справочные данные). Желательно выбирать токи коллектора и мощность на 10–30 % ниже максимально допустимых. Исходя из среднего тока коллектора и коэффициента передачи по току транзистора  $\beta$ , рассчитывается ток базы покоя  $I_{B0}$  и соответственно величины элементов, обеспечивающих положение рабочей точки транзистора.

Далее можно использовать следующую последовательность расчетов:

$r_3 = \frac{0,026}{I_{K0}}$  — динамическое сопротивление эмиттера транзистора;

$r_b = 80 \dots 150 \text{ Ом}$  — типовое сопротивление базы маломощных БТ;

$R_{\text{вх}} = r_b + r_3(1 + \beta)$  — входное сопротивление транзистора.

При использовании схемы включения транзистора с общей базой входное сопротивление следует вычислять как

$$R_{\text{вх-об}} = \frac{r_b + r_3(1 + \beta)}{\beta},$$

все остальные параметры рассчитываются так же, как и для схемы с ОЭ.

$S = \frac{\beta}{R_{\text{вх}}}$  — крутизна транзистора.

$R_{\text{вых}} = 200 \dots 1000 \text{ кОм}$  — типовое выходное сопротивление современных ВЧ биполярных транзисторов;

$C_{\text{кол}} = C_{\text{кпасп}} \sqrt{\frac{U_{\text{кпасп}}}{U_{\text{к}}}}$  — емкость коллекторного перехода;



$C_{\text{э}} = \frac{1}{\omega_T \cdot r_{\text{э}}}$  — емкость эмиттерного перехода, где  $\omega_T = 2\pi f_T$ ;

$C_{\text{вх}} = C_{\text{э}} + C_{\text{кол}}(1 + \beta)$  — входная емкость транзистора;

$C_{\text{вых}} = C_{\text{кол}}(1 + S \cdot r_{\text{б}})$  — выходная емкость транзистора.

Определим параметры колебательной системы. Для начала зададимся контурной емкостью. Для диапазона частот  $30 \div 300$  кГц эта емкость обычно принимается  $400$  пФ,  $0,3 \div 3$  МГц —  $200$  пФ,  $3 \div 30$  МГц от  $50$  до  $200$  пФ,  $30 \div 300$  МГц от  $10$  до  $50$  пФ.

Так же следует задаться добротностью ненагруженного контура  $Q_{\text{к}}$ . Для диапазона  $100 \div 3000$  кГц она может лежать в диапазоне  $80 - 100$  единиц. Для частот выше  $3$  МГц —  $100 - 120$  единиц.

Отсюда вычислим контурную индуктивность

$$L_{\text{к}} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{\text{к}}},$$

где  $f_0$  — резонансная частота усилителя.

Рассчитаем резонансную проводимость контура

$$G_0 = \frac{2\pi f_0 C_{\text{к}}}{Q_{\text{к}}}.$$

Далее рассчитаем оптимальные коэффициенты включения в контур транзистора и нагрузки. Для этого определим параметр  $D$  [2, 17]:

$$D = \frac{f_0}{Q_{\text{к}}} \Delta f,$$

где  $\Delta f$  — требуемая полоса пропускания усилителя.

Отсюда рассчитаем оптимальные коэффициенты включения:

$m = \sqrt{\frac{(D-1)}{2} G_0 R_{\text{вых}}}$  — коэффициент включения транзистора в контур;

$n = \sqrt{\frac{(D-1)}{2} G_0 R_{\text{н}}}$  — коэффициент включения нагрузки в контур.

В случае, если нагрузкой каскада является следующий, такой же каскад, то сопротивление нагрузки  $R_H = R_{ВХ}$ . А если коэффициенты включения оказываются выше единицы, то следует считать, что частичное включение не требуется, и приравнять эти коэффициенты к 1. В случае, когда отвод от середины катушки сделать затруднительно, возможно частичное включение нагрузки в контур с помощью емкостного делителя, как это показано на рис. 4.13. В этом случае коэффициентом включения будет являться отношение емкости, с которой снимается напряжение, к сумме емкостей контура.

Эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте

$$R_{\text{Э}} = \frac{1}{G_0 + n^2 \frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{ВХ}} m^2}.$$

Резонансный коэффициент усиления транзисторного каскада на БТ в схеме с ОЭ:

$$K_0 = mnSR_{\text{Э}}.$$

Далее следует убедиться в том, что при полученном коэффициенте усиления разработанный каскад будет устойчив. Для этого рассчитаем эквивалентную проводимость цепи обратной связи усилительного элемента

$$Y_{\text{ОС}} = 2\pi f_0 C_{\text{Кол}}.$$

Устойчивый коэффициент усиления

$$K_{\text{УСТ}} = 0,45 \sqrt{\frac{S}{Y_{\text{ОС}}}}.$$

Условие устойчивости усилителя

$$K_0 = K_{\text{УСТ}}.$$

При использовании современных транзисторов с достаточно высокими частотными свойствами это условие довольно легко выполня-

ется. В случае, если резонансный коэффициент усиления оказывается выше устойчивого, следует уменьшать резонансный коэффициент усиления. Этого можно достичь либо уменьшением крутизны усиительного элемента путем уменьшения тока коллектора, либо уменьшением эквивалентного сопротивления контура путем шунтирования (параллельного включения) его омическим сопротивлением  $R_{\text{ш}}$ . При этом резонансная проводимость контура увеличится, ее следует рассчитывать как

$$G_0 = \frac{2\pi f_0 C_K}{Q_K} + 1 / R_{\text{ш}}.$$

Так же возможно шунтирование не всего контура, а только той его части, которая включена со стороны транзистора, тогда выходное сопротивление транзистора следует считать  $R_{\text{вых}} + R_{\text{ш}}$ .

#### *Расчет усилительного каскада на ПТ*

Порядок расчета каскада на ПТ такой же, как и на БТ. Отличие будет заключаться в расчете параметров усилительного элемента. На основе справочных (паспортных) данных можно вычислить такие параметры, как:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{зи}}}{I_{\text{уз}}} \text{ — входное сопротивление транзистора, где } U_{\text{зи}} \text{ — напряжение затвор-исток, } I_{\text{уз}} \text{ — ток утечки затвора;}$$

$$S = S_{\text{пасп}} \cdot \frac{I_C}{I_{\text{С-пасп}}} \text{ — крутизна транзистора, где } I_C \text{ — ток стока;}$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{отс}}}{2I_C(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}})} \text{ — выходное сопротивление, где } U_{\text{отс}} \text{ — напряжение отсечки;}$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} = C_{\text{вх пасп}} \sqrt{\frac{U_{\text{СИ пасп}}}{U_{\text{СИ}}}} \text{ — входная емкость;}$$

$$C_{\text{вых}} = C_{\text{вых пасп}} \sqrt{\frac{U_{\text{СИ пасп}}}{U_{\text{СИ}}}} \text{ — выходная емкость транзистора;}$$

$$C_{CЗ} = C_{CЗ\text{пасп}} \sqrt{\frac{U_{СИ\text{пасп}}}{U_{СИ}}} \text{ — проходная емкость;}$$

$$Y_{OC} = 2\pi f_0 C_{CЗ} \text{ — сопротивление цепи внутренней ОС.}$$

При проектировании и расчете селективных усилителей на ИМС следует руководствоваться справочными материалами, принципиальными схемами ИМС, примерами включения ИМС и расчетными формулами, публикуемыми производителями элементной базы.

### 4.3. Преобразователи частоты

В общем виде преобразователь частоты состоит из смесителя (См.), гетеродина (Г) и фильтра промежуточной частоты (ФПЧ), как показано на рис. 4.12.

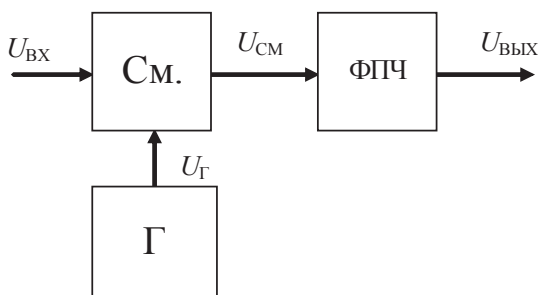


Рис. 4.12. Функциональная схема ПЧ

В зависимости от используемого частотного диапазона и назначения смесители могут выполняться с использованием различной элементной базы: диодов, транзисторов, ИМС. На частотах до нескольких ГГц обычно используются транзисторные смесители, на СВЧ чаще строят смесители на диодах, из-за ограничений накладываемых инерционностью транзисторов.

В качестве гетеродинов используются маломощные автогенераторы с различными схемами стабилизации и управления частотой.

Поскольку промежуточная частота фиксирована, ФПЧ не требует перестройки, кроме того, промежуточные частоты выбирают относительно низкими. Поэтому в качестве ФПЧ могут быть использованы колебательные контуры, фильтры на  $LC$  элементах, пьезофильтры.

#### 4.3.1. Транзисторные преобразователи

Транзисторные смесители строятся так же, как и селективные усилители с той лишь разницей, что в них необходимо обеспечить управление крутизной усилительного элемента от напряжения гетеродина. Управление крутизой осуществляется, как правило, путем изменения напряжения база-эмиттер или затвор-исток. Для этого на данные выводы транзисторов, через соединительные цепи, подается напряжение гетеродина. Примеры принципиальных схем различных смесителей приведены на рис. 4.13–4.15.

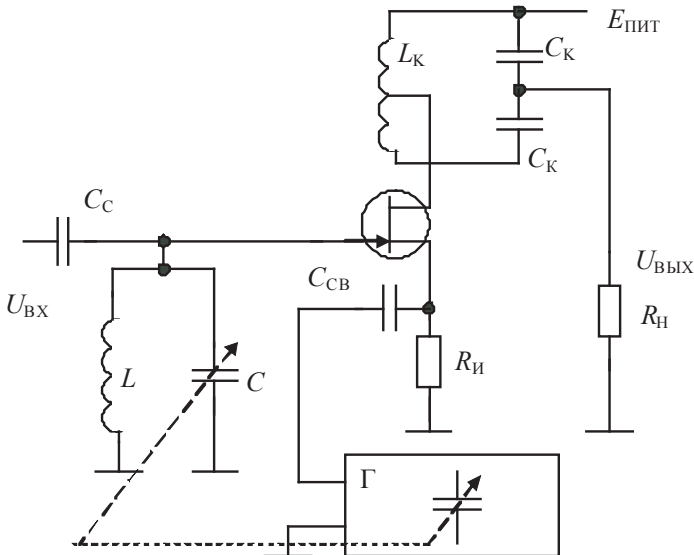


Рис. 4.13. Схема преобразователя частоты на ПТ

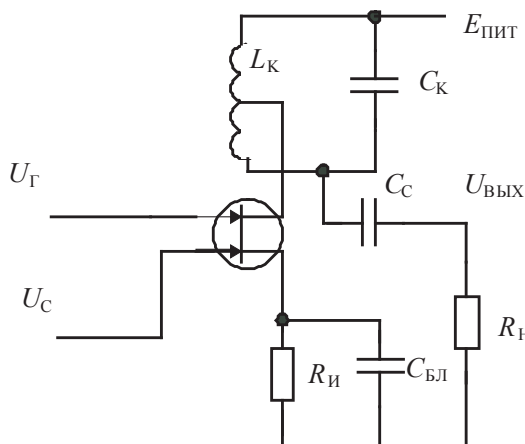


Рис. 4.14. Схема смесителя на двухзатворном транзисторе

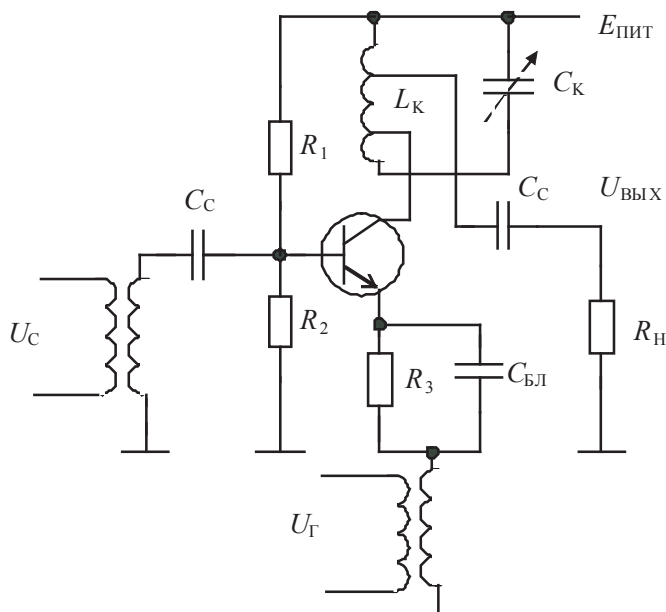


Рис. 4.15. Схема смесителя на биполярном транзисторе

Расчет колебательной системы таких смесителей идентичен расчету колебательной системы селективного усилителя. Для расчета коэффициента передачи смесителя (коэффициента преобразования) используется крутизна преобразования

$$S_{\text{ПР}} = \frac{S_{\text{MAX}} - S_{\text{MIN}}}{4},$$

где  $S_{\text{MAX}}$  и  $S_{\text{MIN}}$  — максимальная и минимальная крутизна усилительного элемента, соответствующая максимальному и минимальному мгновенному напряжению гетеродина. Расчет этих величин проводится с учетом параметров цепи, задающей рабочую точку транзистора и напряжения гетеродина. Эта формула справедлива только в том случае, если напряжение гетеродина не вызывает насыщение или отсечку тока коллектора транзистора.

Коэффициент передачи смесителя по промежуточной частоте называется коэффициентом преобразования

$$K_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{ВЫХ-ПР}}}{U_{\text{ВХ}}} = mnS_{\text{ПР}}R_{\text{Э}}.$$

При достаточно высоком напряжении гетеродина разница между минимальным и максимальным значениями оказывается больше средней крутизны и  $S_{\text{ПР}}$  можно определить как  $(0,5 \div 0,8)S$ .

#### 4.3.2. Диодные преобразователи

При построении гетеродинных приемников или приемников СВЧ целесообразно использование балансных диодных смесителей, один из вариантов принципиальной схемы приведен на рис. 4.16. Такие смесители обеспечивают подавление сигнала гетеродина вместе с его шумами и модуляцией во входных и выходных цепях преобразователя частоты.

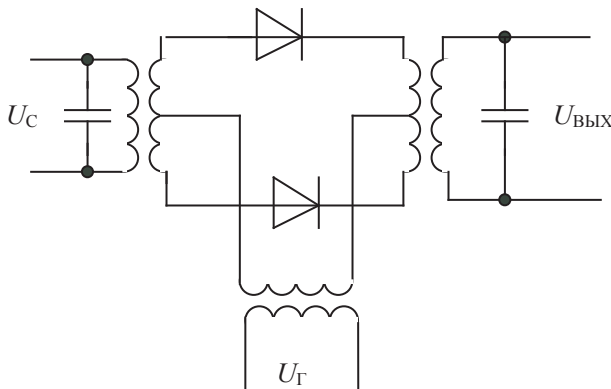


Рис. 4.16. Схема балансного диодного преобразователя частоты

Для проектирования приемника необходимо рассчитывать такие параметры ПЧ, как входные и выходные сопротивления, коэффициенты передачи по мощности и напряжению. Все эти параметры зависят от напряжения гетеродина и ВАХ диодов. Для точного расчета необходимо определять параметры изменения крутизны диодов смесителя под воздействием этого напряжения. А именно среднюю проводимость диода  $G_0$  и проводимость диода для первой гармоники сигнала гетеродина  $G_1$ . Исходя из этих величин рассчитывается коэффициент преобразования

$$\mu_{\text{ПР}} = \frac{G_1}{2G_0}.$$

Максимальный коэффициент передачи по мощности, получаемый при согласовании входных и выходных сопротивлений смесителя,

$$K_{P\text{max}} = \left( \frac{\mu_{\text{ПР}}}{1 + \sqrt{1 - \mu_{\text{ПР}}^2}} \right)^2.$$

Точный расчет  $G_0$  и  $G_1$  весьма сложен, поэтому можно воспользоваться эмпирическими соотношениями и приравнять  $\mu_{\text{ПР}}$  к величине  $0,55 \div 0,75$ .

Входные и выходные сопротивления такого смесителя

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВЫХ}} = G_0.$$

$G_0$  можно оценить по ВАХ диода как проводимость диода при токе  $0,35 \div 0,45$  от максимального тока, развиваемого через диод гетеродином.

Коэффициент передачи по напряжению, при коэффициентах трансформации во входных и выходных трансформаторах  $n$  и  $m$  соответственно,

$$K_{U\text{max}} = nm\sqrt{K_{P\text{max}}}.$$

Для повышения развязки между входами и выходом смесителя используют кольцевые балансные диодные смесители (см. рис. 4.17).



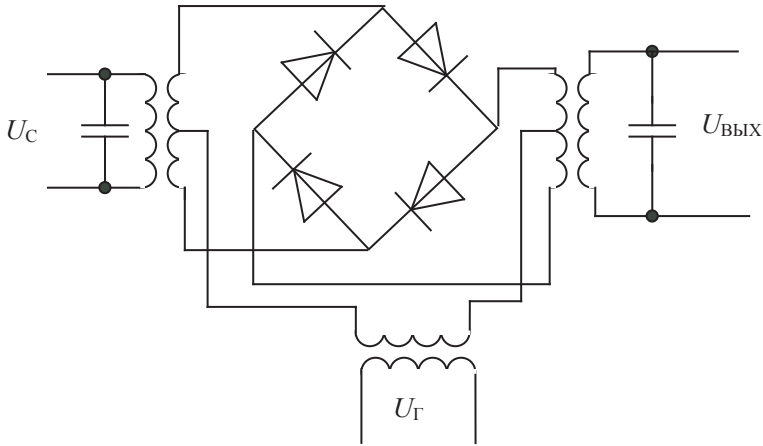


Рис. 4.17. Схема кольцевого балансного диодного преобразователя частоты

Коэффициент передачи по мощности такого смесителя в два раза ниже, чем у обычного балансного диодного смесителя.

При построении диодных смесителей на СВЧ следует учитывать, что реализация трансформаторов и колебательных контуров на сосредоточенных элементах затруднительна, поэтому используются микрополосковые или волноводные колебательные системы.

### 4.3.3. Гетеродины приемников

Гетеродин является генератором высокой частоты и обычно представляет собой маломощный автогенератор.

В зависимости от диапазона принимаемых частот, назначения приемника, его функциональной схемы и конструктивно-технологического исполнения применяют гетеродины на транзисторах, интегральных микросхемах, диодах Ганна, лавинно-пролетных диодах, лампах бегущей и обратной волн, клистродах, оптических квантовых генераторах.

В качестве резонансных систем в этих автогенераторах используют контуры с сосредоточенными элементами, кварцевые резонаторы и резонаторы на ПАВ, резонаторы на отрезках линий передач СВЧ (коаксиальные, волноводные, микрополосковые) и т. д.

Особое внимание при разработке гетеродинов уделяют стабильности их частоты. Абсолютная нестабильность частоты гетеродина не должна превышать ширину полосы радиоканала. Настройка гете-

родинов осуществляется изменением частоты настройки резонансной системы автогенератора путем изменения какого-либо параметра КК, например, перестраиваемый емкостью АГ на транзисторе с заземленной базой (рис. 4.18). Зачастую осуществляется настройка частоты варикапом, а не переменным конденсатором.

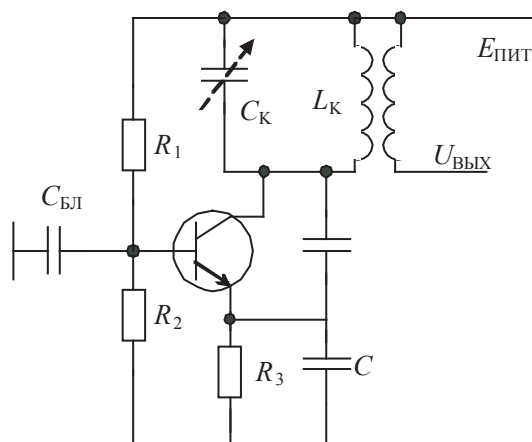


Рис. 4.18. Схема гетеродинного автогенератора

В некоторых приемопередающих устройствах гетеродин одновременно является задающим генератором передатчика. Обычно в этих случаях требуется большая ширина диапазона и точность настройки. В этих случаях используются синтезаторы частоты. Например, на основе системы ФАПЧ.

#### 4.4. Детекторы сигналов

Детекторы преобразуют принимаемые модулированные сигналы в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. В зависимости от вида модуляции различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

#### 4.4.1. Амплитудные детекторы

Амплитудное детектирование возможно при помощи нелинейных цепей или синхронных детекторов. Детекторы с нелинейными элементами получили большее распространение благодаря своей простоте. Типовая принципиальная схема АД на диоде представлена на рис. 4.19.

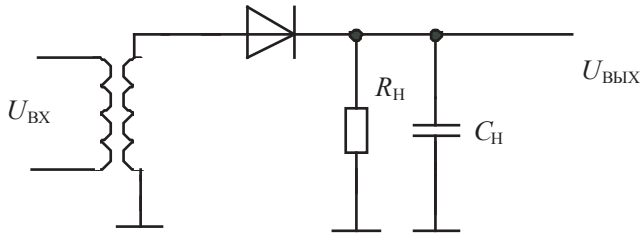


Рис. 4.19. Схема диодного амплитудного детектора

Для определения коэффициента передачи тракта следует, задавшись сопротивлением нагрузки  $R_H$ , рассчитывать коэффициент передачи детектора

$$K_d = \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_H}}\right),$$

где  $S$  — крутизна ВАХ диода. Для большинства современных маломощных высокочастотных диодов она примерно равна 10 мА/В.

Для обеспечения работы детектора без искажений, вызванных инерционностью цепи нагрузки, следует обеспечить условие малости для постоянной времени цепи нагрузки

$$\tau_H = R_H C_H < \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\Omega},$$

где  $m$  — глубина модуляции,  $\Omega$  — циклическая частота модуляции. Исходя из этого условия можно рассчитать емкость нагрузки  $C_H$ .

Для согласования детектора с предыдущим усилительным каскадом и для расчета параметров этого каскада необходимо рассчитать входное сопротивление детектора

$$R_{\text{BX}} = \frac{R_{\text{H}}}{2 + 3 \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{ОБР}}}},$$

где  $R_{\text{ОБР}}$  — обратное сопротивление диода, которое можно вычислить, поделив обратное напряжение на обратный ток диода (см. справочные данные).

В случае, если перед детектором необходимо поставить разделительную емкость, следует обеспечить путь для постоянного тока на входе детектора. Например, это можно сделать с помощью еще одного диода, как показано на рис. 4.20.

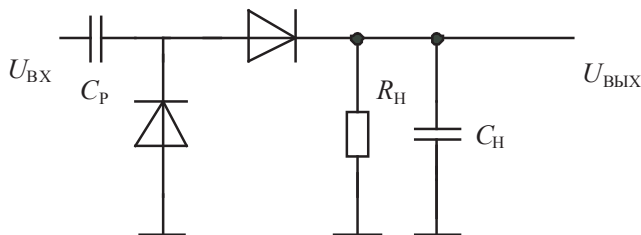


Рис. 4.20. Схема амплитудного детектора с разделительной емкостью

#### 4.4.2. Фазовые детекторы

Фазовые детекторы (ФД) предназначены для формирования напряжения, пропорционального разности фаз двух колебаний. Таким образом, у ФД должно быть два входа и один выход. Одним из способов сформировать такое напряжение может быть перемножение входных сигналов, с последующим подавлением высокочастотных составляющих. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 4.21.

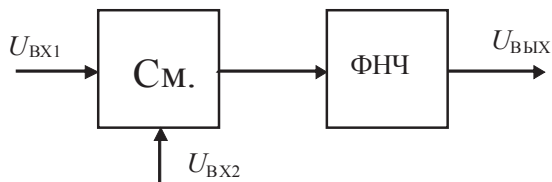


Рис. 4.21. Структурная схема фазового детектора

Существует два способа реализации такой структуры, это ФД векторомерного и коммутационного типов.

*Балансный фазовый детектор векторомерного типа*

ФД такого типа напрямую, например с помощью балансного смесителя, перемножает входные сигналы с последующим подавлением ВЧ составляющих с помощью  $RC$  фильтра. Один из вариантов его принципиальной схемы приведен на рис. 4.22.

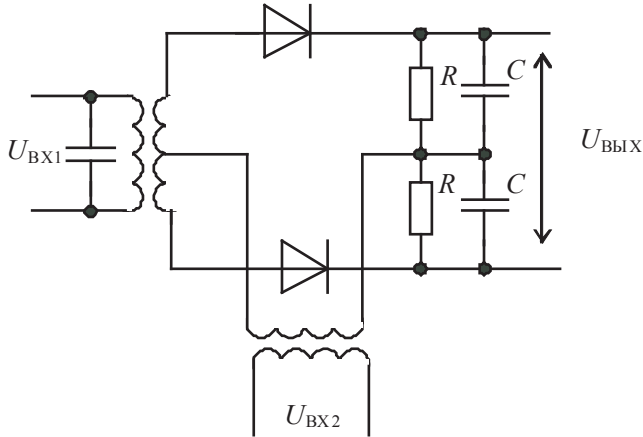


Рис. 4.22. Схема ФД векторомерного типа

В данном случае величина выходного напряжения зависит от амплитуды обоих входных колебаний. Для уменьшения уровня комбинационных составляющих в выходном сигнале можно использовать кольцевой смеситель, как это показано на рис. 4.23.

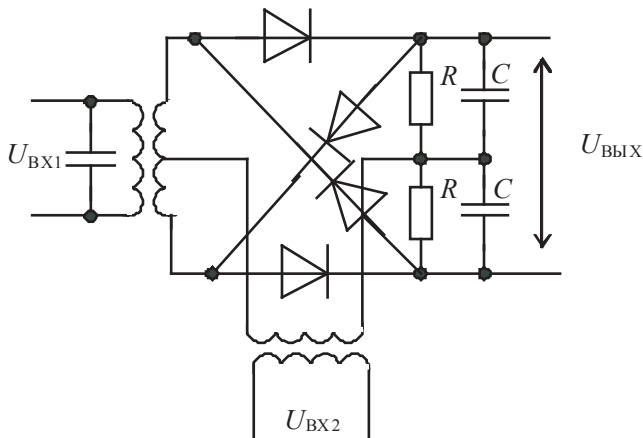


Рис. 4.23. Схема кольцевого ФД векторомерного типа

Входное сопротивление, коэффициенты передачи по мощности и напряжению такого ФД определяются смесителем на входе, рекомендации по его расчету приведены выше.

#### *Фазовые детекторы коммутационного типа*

В ФД такого типа роль смесителя играет электронный ключ-коммутатор, который управляется опорным напряжением, например  $U_{ВХ2}$ . Такие ФД не содержат индуктивных компонентов и часто применяются при построении интегральных микросхем.

### 4.4.3. Частотные детекторы

В частотных детекторах (ЧД) ЧМ-колебание преобразуется в колебание, модулированное по амплитуде, фазе, или в импульсно-модулированное колебание с последующим применением амплитудного, фазового или пикового детекторов.

#### *ЧД с амплитудным преобразованием частотной модуляции*

Одним из самых распространенных, в силу высоких технических показателей, таких как линейность и крутизна детекторной характеристики, является балансный ЧД с двумя расстроенными контурами. Один из вариантов его принципиальной схемы приведен на рис. 4.24.

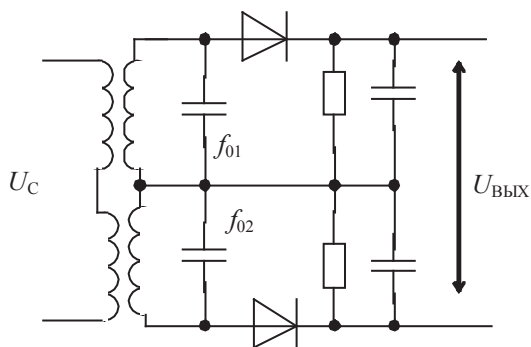


Рис. 4.24. Схема ЧД со сдвоенными расстроенными контурами

Фактически этот ЧД представляет собой два противофазно работающих АД, на каждый из которых подается напряжение с расстроенного относительно центральной частоты контура, осуществляющего

амплитудную модуляцию ЧМ-сигнала. Детекторная характеристика такого ЧД приведена на рис. 4.25.

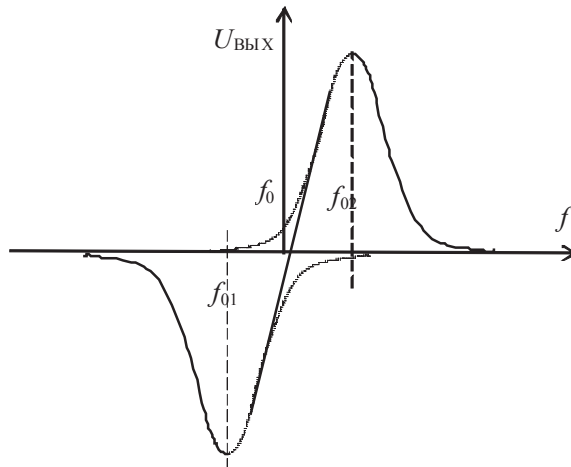


Рис. 4.25. Детекторная характеристика ЧД

#### *Частотные детекторы с фазовым преобразованием частотной модуляции*

Такие ЧД строятся на основе фазовых детекторов и цепи с линейной характеристикой зависимости фазового сдвига от частоты (ФЧХ). В качестве такой цепи может выступать колебательный контур, ФЧХ которого линейна при малых расстройках. Структурная схема такого ЧД приведена на рис. 4.26. Для корректировки детекторной характеристики на одном из входов ФД с помощью фазовращающей цепочки вносится фазовый сдвиг  $90^\circ$ . Детекторная характеристика в этом случае получается такая же, как показано на рис. 4.25. Вследствие того, что ФНЧ, ФД и фазовращатели возможно построить на одном кристалле, такие ЧД получили широкое распространение в интегральных микросхемах, при этом единственным внешним элементом для ИМС остается колебательный контур, выполняющий роль цепи  $K(j\omega)$ . В ИМС в качестве фазовращателя обычно используют RC-цепочки, резисторы и конденсаторы малой емкости, которые можно изготавливать интегрально.

Благодаря высокой крутизне детекторной характеристики и простоте реализации, ЧД с фазовым преобразованием часто используется в технике связи, особенно в интегральном исполнении. А ЧД на расстроенных контурах, благодаря высокой линейности, получил широ-

кое распространение в высококачественных вещательных приемниках. В последнее время наметилась тенденция на полностью цифровую обработку принимаемых сигналов на промежуточной частоте, и ЧД выполняются в цифровом, программном виде.

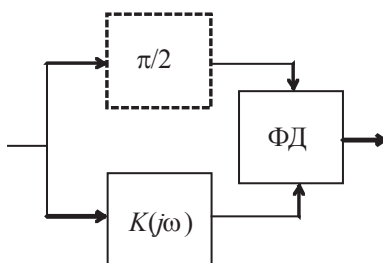


Рис. 4.26. Структурная схема ЧД с фазовым преобразованием

## 4.5. Автоматическая регулировка усиления

Автоматическая регулировка усиления обеспечивает поддержание на выходе усилителя промежуточной частоты уровня сигнала, достаточно высокого и стабильного для воспроизведения сообщений от радиостанций различной мощности, находящихся на разных расстояниях и в меняющихся условиях распространения радиоволн. Если уровень сигнала окажется не достаточно высоким, т. е. менее 1 В для кремниевых диодов и менее 0,4 В для германиевых, то в детекторах приемников появятся нелинейные искажения. Если уровень сигнала будет слишком большим, то в выходных каскадах УПЧ могут появиться искажения, вызванные ограничением сигнала. Для исключения этих искажений и используется система АРУ.

Основной тип АРУ, применяемый в современных приемниках, это так называемая обратная система АРУ или «АРУ назад». Ее структурная схема представлена на рис. 4.27.

При использовании этой схемы сигнал с выхода регулируемого усилителя (РУ) поступает на амплитудный детектор (АД). В выходном напряжении АД присутствуют как быстро изменяющиеся составляющие, вызванные амплитудной модуляцией сигнала, так и медленно меняющиеся, квазипостоянные составляющие, пропорциональные среднему уровню сигнала. Быстрomenяющиеся составляющие пода-



входят в ФНЧ, а медленно меняющиеся могут быть усилены с помощью усилителя постоянного тока и переданы в РУ для регулировки усиления. Так же в детектор может вводиться напряжение задержки, которое не позволяет появиться на его выходе напряжению до тех пор, пока входной сигнал АД не превысит некий порог  $E_3$ .

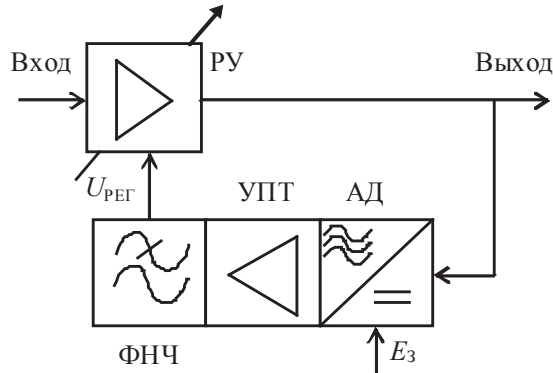


Рис. 4.27. Структурная схема системы АРУ

В зависимости от режимов работы усилителя и детектора АРУ различают такие виды АРУ, как:

1. Простая АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ равен 1, либо усилитель отсутствует, а детектор не имеет задержки по напряжению.

2. Усиленная АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ значителен. Это приводит к тому, что зависимость выходного напряжения от входного уменьшается.

3. Усиленно-задержанная АРУ: то есть коэффициент усиления усилителя АРУ значителен. А так же детектор имеет задержку по напряжению, то есть он начинает открываться только если выходное напряжение регулируемого усилителя превысит некий порог. Эта мера позволяет не уменьшать коэффициент усиления РУ при малых уровнях сигнала на входе приемника.

Для каждого вида АРУ характерна своя собственная статическая характеристика. Это амплитудная характеристика усилителя с АРУ, каждая точка которой соответствует установившемуся режиму регулирования. Примеры этих характеристик приведены на рис. 4.28.

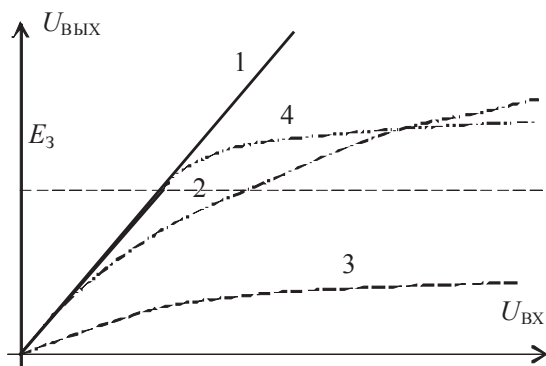


Рис. 4.28. Статические характеристики системы АРУ:

1 — без АРУ; 2 — простая АРУ; 3 — усиленная АРУ; 4 — усиленно-задержанная АРУ

Для регулировки коэффициента усиления в РУ возможно использование нескольких способов:

1. Изменение коэффициента усиления каскада  $K_0$  за счет изменения крутизны усилительного прибора, например, за счет изменения его режима работы. Это так называемая «режимная» регулировка. Можно подавать постоянное дополнительное смещение на базу транзистора (пример см. на рис. 4.29) или на затвор полевого транзистора, в том числе и двухзатворного.

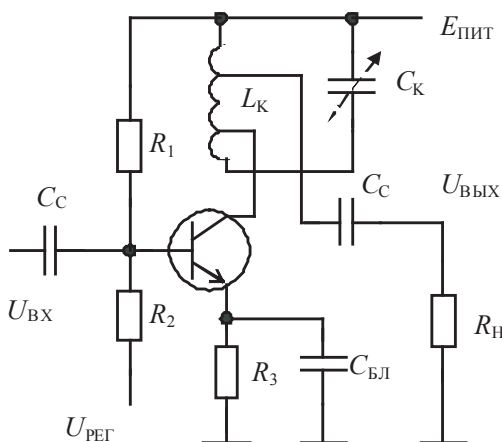


Рис. 4.29. Схема режимной регулировки усиления

2. Изменение добротности или затухания контуров усилителей за счет параллельного включения управляемых активных сопротив-

лений. Например, полевых или биполярных транзисторов, опторезисторов и т. д. Этот способ связан с изменением селективности.

3. Использование электронно-управляемых аттенуаторов, включенных между каскадами. Схема простейшего аттенуатора приведен на рис. 4.30.

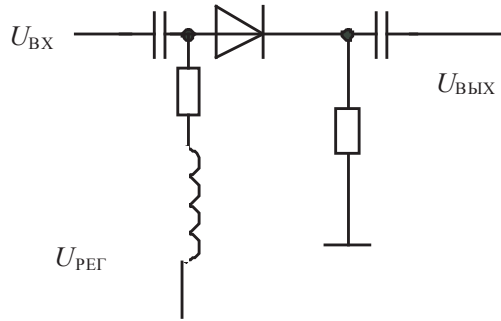


Рис. 4.30. Схема управляемого аттенуатора

4. Импульсные регуляторы на основе ШИМ модуляции.

5. За счет регулировки крутизны преобразования смесителя, путем изменения амплитуды напряжения гетеродина.

Чаще всего используют режимную регулировку и управляемые аттенуаторы.

Для анализа и расчета системы АРУ регулируемые усилители следует описать регулировочной характеристикой усилителя. Это зависимость коэффициента усиления  $K_0$  от регулировочного напряжения  $U_{\text{РЕГ}}$ . Пример такой характеристики и ее аппроксимация прямой представлены на рис. 4.31.

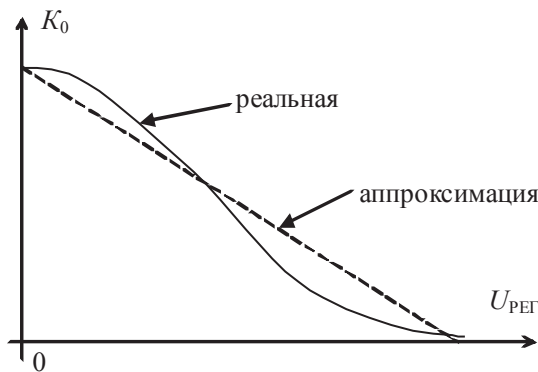


Рис. 4.31. Регулировочная характеристика РУ

Так же для усилителя вводится понятие крутизны регулировочной характеристики:

$$S_{\text{РЕГ}}(U_{\text{РЕГ}}) = \frac{\Delta K_0}{\Delta U_{\text{РЕГ}}}.$$

Эта величина показывает, насколько велико изменение коэффициента усиления РУ при изменении регулировочного напряжения. Средняя крутизна регулировочной характеристики (для линейной аппроксимации) определяется схмотехникой регулятора усиления и использованными в нем элементами.

В качестве меры эффективности АРУ используется соотношение изменения входного напряжения (в дБ) к изменению выходного напряжения (в дБ). Например,  $K_{\text{АРУ}} = 70 \text{ дБ}/3 \text{ дБ}$ . Это означает, что при изменении входного напряжения на 70 дБ выходное напряжение изменится на 3 дБ.

Эффективность АРУ зависит от коэффициента усиления УПТ и крутизны регулировки. Для расчета системы АРУ следует рассчитать произведение

$$S_{\text{РЕГ}} K_{\text{УПТ}} = \frac{1}{U_{\text{ВХ min}}} \frac{1 - \frac{d_{\text{ВЫХ}}}{d_{\text{ВХ}}}}{d_{\text{ВЫХ}} - 1},$$

где  $K_{\text{УПТ}}$  — коэффициент усиления УПТ в системе АРУ;  $U_{\text{ВХ min}}$  — минимальное напряжение на входе усилителя, при котором обеспечивается нормальное напряжение на выходе, определяемое чувствительностью приемника;  $d_{\text{ВХ}}$  и  $d_{\text{ВЫХ}}$  — диапазоны изменения входного и выходного напряжения усилителя в размах, выбранные исходя из требуемой эффективности АРУ.

Далее следует задаться либо  $K_{\text{УПТ}}$ , либо  $S_{\text{РЕГ}}$  и, зная величину их произведения, найти оставшийся параметр. Обычно проще рассчитать крутизну регулировочной характеристики по принципиальной схеме регулируемого усилителя, а затем вычислить  $K_{\text{УПТ}}$  по полученному произведению  $K_{\text{УПТ}} S_{\text{РЕГ}}$ . Далее построить и рассчитать УПТ для системы АРУ с полученным значением коэффициента усиления.

ФНЧ системы АРУ строятся, как правило, в виде однозвенных Г-образных *RC*-цепочек. В случае использования многозвенного фильтра возможно самовозбуждение системы АРУ. При расчете ФНЧ в системе АРУ следует обращать внимание на величину постоянной времени *RC*-цепочки, именно ею определяется время реакции системы АРУ на изменение амплитуды сигнала. Для того чтобы наличие ФНЧ не влияло на глубину модуляции, постоянная времени должна быть достаточно велика. Для приемников связи и вещания постоянная времени ФНЧ обычно составляет около 0,1 с.

При построении усилителей с АРУ импульсных сигналов использование инерционной АРУ малоэффективно, так как скважность импульсов и разброс их амплитуд могут быть очень велики. Поэтому используется быстродействующая система АРУ (БАРУ), постоянная времени фильтра такой системы сравнима с длительностью импульса. Из-за этого невозможно получить большую глубину регулирования, поэтому применяют последовательное включение большого числа каскадов с собственной АРУ в каждом.

#### 4.6. Автоматическая подстройка частоты

---

Автоматическая подстройка частоты должна непрерывно обеспечивать оптимальное расположение спектра принимаемого сигнала в полосе пропускания приемника при вызываемых различными причинами изменениях частоты передатчика и настройки цепей приемника.

Системы АПЧ можно разделить на два класса в зависимости от признака, на основании которого вырабатывается сигнал ошибки настройки частоты, необходимый для подстройки. Если этим признаком является отклонение частоты сигнала от переходной частоты какой-либо цепи, то говорят о частотной системе АПЧ (ЧАПЧ). Строится на базе частотного детектора. Если признаком отклонения частоты для системы АПЧ является отличие фазы колебаний входящего сигнала от фазы опорного колебания, то говорят о фазовой системе АПЧ (ФАПЧ). Строится на базе фазового детектора.

### 4.6.1. Частотная автоподстройка частоты

В состав системы ЧАПЧ промежуточной частоты входят смеситель и УПЧ. Сигнал с выхода смесителя поступает на частотный дискриминатор (ЧД), который вырабатывает напряжение, пропорциональное расстройке промежуточной частоты от переходной частоты ЧД. Это напряжение может быть усилено: в нем с помощью ФНЧ подавляются высокочастотные составляющие, вызванные наличием модуляции. Затем это регулировочное напряжение подается через управляющий элемент на гетеродин и подстраивает его частоту так, чтобы расстройка уменьшалась. Структурная схема системы ЧАПЧ представлена на рис. 4.32.

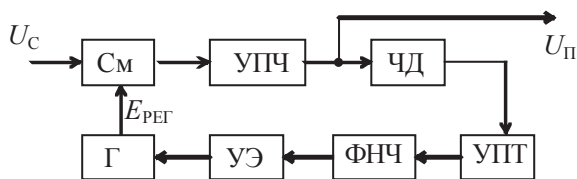


Рис. 4.32. Структурная схема системы ЧАПЧ

В качестве управляющего элемента может быть использован любой электронный или электронно-механический прибор с управляемой напряжением реактивностью. Подстройка частоты осуществляется за счет изменения реактивности колебательных контуров или резонансных систем автогенератора. Чаще всего используют варикапы. Для уменьшения нелинейности настроечной характеристики, уменьшения детекторного эффекта рекомендуется использовать встречное включение двух варикапов, как это показано на рис. 4.33.

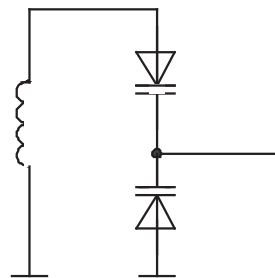


Рис. 4.33. Встречное включение варикапов в колебательной системе

Средством описания системы гетеродин — регулятор частоты является характеристика регулятора частоты, т. е. зависимость частоты гетеродина  $f_H$  от величины регулировочного напряжения  $E_{\text{рег}}$ , ее возможный вид представлен на рис. 4.34.

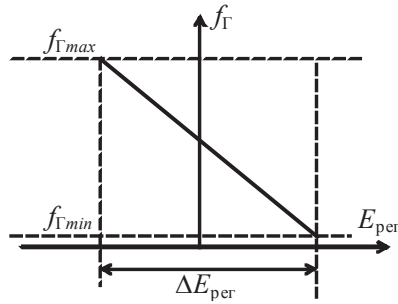


Рис. 4.34. Характеристика регулятора частоты

При этом вводится понятие крутизны регулятора частоты

$$S_{\text{рч}} = \frac{f_{\Gamma \max} - f_{\Gamma \min}}{\Delta E_{\text{рег}}}.$$

Частотный детектор обязательно должен иметь в своей детекторной характеристике точку перехода через ноль и ось симметрии. То есть детекторная характеристика должна иметь вид, представленный на рис. 4.35.

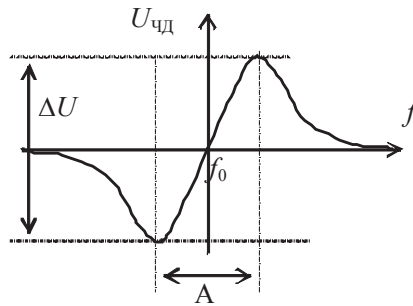


Рис. 4.35. Детекторная характеристика ЧД

При этом ЧД имеет следующие характеристики:

$f_0$  — переходная частота, обычно выбирается равной номинальной промежуточной частоте  $f_{\text{ном}}$ ;

$A$  — апертура;

$S_{\text{чд}} = \Delta U / A$  — средняя крутизна.

Одним из основных способов описания системы АПЧ является статическая характеристика, т. е. зависимость остаточной расстройки по частоте  $\Delta f_{\text{ост}}$  от начальной  $\Delta f_{\text{нач}}$ . Ее вид представлен на рис. 4.36.

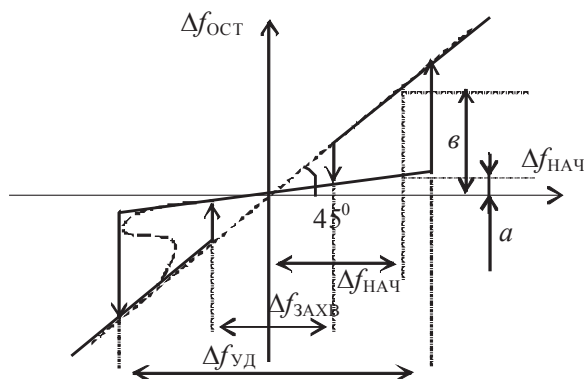


Рис. 4.36. Статическая характеристика системы ЧАПЧ

Основными параметрами системы ЧАПЧ являются:

1. *Полоса захвата* — это диапазон начальных расстроек частоты, в пределах которого система АПЧ переходит в режим слежения, если этот режим не был установлен заранее.

2. *Полоса удержания* — это диапазон начальных расстроек, в пределах которого возможно сохранение режима слежения, если этот режим был установлен заранее.

3. *Коэффициент автоподстройки частоты* определяет, во сколько раз система АПЧ уменьшает начальную расстройку по частоте.

$$K_{\text{АПЧ}} = Df_{\text{НАЧ}}/Df_{\text{ОСТ}} = b/a.$$

Так же эту величину можно определить через параметры системы:

$$K_{\text{АПЧ}} = 1 + S_{\text{ЧД}}S_{\text{РЧ}}.$$

Величины полосы удержания и полосы захвата определяются формой характеристик регулятора частоты и ЧД, точнее величиной апертуры ЧД и крутизной регулятора частоты, которые, в свою очередь, зависят от схемотехники этих узлов. Ширина полосы захвата обычно несколько меньше апертуры ЧД, а полосы удержания в несколько раз больше.



#### 4.6.2. Фазовая автоподстройка частоты

При использовании фазового метода автоматической подстройки частоты промежуточная частота в приемнике подстраивается, путем перестройки гетеродина, под высокостабильную частоту опорного генератора (ОГ) с помощью напряжения расстройки, формируемого фазовым детектором (ФД). ФНЧ в системе ФАПЧ определяет степень ее инерционности. Структурная схема системы ФАПЧ промежуточной частоты приведена на рис. 4.37.

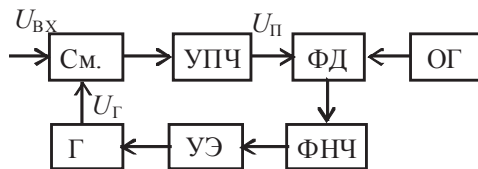


Рис. 4.37. Структурная схема системы ФАПЧ

Одним из способов описания системы ФАПЧ, так же как и для ЧАПЧ, является статическая характеристика. Ее вид представлен на рис. 4.38.

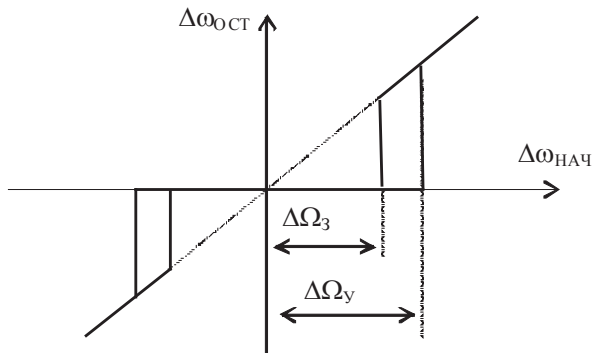


Рис. 4.38. Статическая характеристика системы ФАПЧ

Коэффициент автоподстройки системы ФАПЧ в установившемся режиме равен бесконечности, т. е. промежуточная частота будет соответствовать частоте опорного генератора с точностью до фазы. Полосы удержания  $\Delta\Omega_y$  и захвата  $\Delta\Omega_3$  определяются характеристиками ФНЧ и регулятора частоты.

## 5. Элементная база

В данном разделе приведены справочные данные некоторых радиоэлементов, которые могут оказаться полезными при выборе элементной базы для курсового проектирования.

Основные параметры:

$U_{\text{макс}}$  — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер;

$I_{\text{макс}}$  — максимально допустимый постоянный ток коллектора;

$P_{\text{макс}}$  — постоянная рассеиваемая мощность коллектора;

$f_{\text{гран}}$  — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ;

$h_{21э}$  — статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ;

$I_{\text{кбо}}$  — обратный ток коллектора;

$K_{\text{ш}}$  — коэффициент шума транзистора.

Таблица 5.1

Иностранные ВЧ транзисторы в корпусе SOT-23

Наименование	Структура	$U_{\text{макс}}$ , В	$I_{\text{макс}}$ , мА	$P_{\text{макс}}$ , Вт	$f_{\text{гран}}$ , ГГц	$K_{\text{ш}}$ , дБ	$h_{21э}$
BFR92A	N-P-N	15	25	0,3	5	2,1	40–90
BFR93A	N-P-N	12	35	0,3	6	1,9	40–90
BFR193	N-P-N	12	80	0,58	8	1,3	50–200
BFS17A	N-P-N	15	25	0,3	2,8	2,5	25–90
BFT92	P-N-P	15	25	0,3	5	2,5	20–50
BFT93	P-N-P	12	35	0,3	5	2,4	20–50

Таблица 5.2

Иностранные ВЧ транзисторы в корпусе TO-50

Наименование	Структура	$U_{\text{макс}}$ , В	$I_{\text{макс}}$ , мА	$P_{\text{макс}}$ , Вт	$f_{\text{гран}}$ , ГГц	$K_{\text{ш}}$ , дБ	$h_{21э}$
BF970	P-N-P	35	30	0,3	1	4,2	25–90
BF979	P-N-P	20	50	0,3	1,75	3,4	20–90
BFR90A	N-P-N	15	30	0,3	6	1,8	50–150

Окончание табл. 5.2

Наименование	Структура	$U_{\text{макс}}, \text{В}$	$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$f_{\text{гран}}, \text{ГГц}$	$K_{\text{ш}}, \text{дБ}$	$h_{21э}$
BFR91A	N-P-N	12	50	0,3	6	1,6	40–150
BFR96TS	N-P-N	15	100	0,7	5	4	25–150

Таблица 5.3

**Иностранные ВЧ транзисторы в корпусе ТО-92**

Наименование	Структура	$U_{\text{макс}}, \text{В}$	$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$f_{\text{гран}}, \text{МГц}$	$h_{21э}$
BF199	N-P-N	25	25	0,5	550	>38
BF240	N-P-N	40	25	0,3	>150	60–220
BF324	P-N-P	30	25	0,3	450	>25
BF450	P-N-P	40	25	0,3	375	>50
BF494	N-P-N	20	30	0,3	>260	>30
BF959	N-P-N	20	100	0,625	>600	>35

Таблица 5.4

**Иностранные ВЧ транзисторы в корпусах различных типов**

Наименование	Структура	$U_{\text{макс}}, \text{В}$	$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$f_{\text{гран}}, \text{ГГц}$	$h_{21э}$	Корпус
BFG425W	N-P-N	4,5	30	0,135	25	50–120	SOT343R
BFP67	N-P-N	10	50	0,2	7,5	65–150	SOT143
BFP450	N-P-N	4,5	100	0,45	24	50–150	SOT343R
BFP540	N-P-N	4,5	80	0,25	33	50–200	SOT343R
BFP620	N-P-N	2,3	80	0,185	65	100–320	SOT343R

Таблица 5.5

**Отечественные ВЧ транзисторы**

Наименование	Структура	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	$U_{\text{макс}}, \text{В}$	$I_{\text{кбо}}, \text{мкА}$	$h_{21э}$	$f_{\text{гран}}, \text{МГц}$	Корпус
КТ3102 А-Ж	N-P-N	0,25	200	20–50	< 0,05	100/250–400/1000	150	КТ-1–7
КТ3102 АМ-КМ	N-P-N	0,25	200	20–50	< 0,05	100/250–400/1000	150	КТ-26
КТ3107	P-N-P	0,3	100	20–45	< 0,1	70/140–380/800	250	КТ-26
КТ3108	P-N-P	0,3	200	45–60	< 0,2	50/150–100/300	250	КТ-1–7
КТ3117 А, Б	N-P-N	0,3	400	50	< 10	40/200	300	КТ-1–7

Окончание табл. 5.5

Наименование	Структура	$P_{\text{макс}},$ Вт	$I_{\text{макс}},$ мА	$U_{\text{макс}},$ В	$I_{\text{кбо}},$ мкА	$h_{21э}$	$f_{\text{гран}},$ МГц	Корпус
КТ3117 А1	N-P-N	0,3	400	50	< 10	40/200	300	КТ-26
КТ3129	P-N-P	0,15	100	20–40	< 1,0	30/120– 200/500	200	КТ-46
КТ3130	N-P-N	0,1	100	15–40	< 0,1	100/250– 400/1000	150	КТ-46
КТ315	N-P-N	0,15	50– 100	25–60	0,5	20/90– 50/350	200	КТ-13
КТ3151 А9, Д9	N-P-N	0,2	100	80	< 1,0	> 20	100	КТ-46
КТ3153 А9	N-P-N	0,3	400	50	< 0,05	100/300	250	КТ-46
КТ3157 А	P-N-P	0,2	30	250	< 0,1	> 50	60	КТ-26
КТ3172 А9	N-P-N	0,2	200	20	< 0,4	40/150	500	КТ-46
КТ339 АМ	N-P-N	0,26	25	25	< 1,0	> 25	550	КТ-26
КТ342 АМ, БМ, ВМ	N-P-N	0,25	50	30	< 30	100/250	250	КТ-26
КТ361	P-N-P	0,15	50– 100	10–45	< 1	20/90– 100/350	150	КТ-13

Таблица 5.6

## Отечественные СВЧ транзисторы

Наименование	Структура	$P_{\text{макс}},$ Вт	$I_{\text{макс}},$ мА	$U_{\text{макс}},$ В	$I_{\text{кбо}},$ мкА	$h_{21э}$	$f_{\text{гран}},$ МГц	Корпус
КТ3101 А-2	N-P-N	0,1	20	15	0,5	35/300	2250	Н/С-1
КТ3101 АМ	N-P-N	0,1	20	15	0,5	35/300	1000	КТ-14
КТ3115 А-2 (Б, Д)	N-P-N	0,07	8,5	7–10	0,5	15/80	5800	КТ-22
КТ3120 А	N-P-N	0,1	20	15	5	> 40	1800	КТ-14
КТ3126 А, Б	P-N-P	0,15	30	30	0,5	25/100– 60/180	500	КТ-26
КТ3128 А1	P-N-P	0,3	30	35	0,1	35/150	800	КТ-26
КТ3168 А9	N-P-N	0,18	28	15	< 0,5	60/180	< 3000	КТ-46
КТ326 А, Б	P-N-P	0,2	50	15	0,5	20/70– 45/160	250	КТ-1–7
КТ326 АМ, БМ	P-N-P	0,2	50	15	0,5	20/70– 45/160	250	КТ-26
КТ368 А, Б	N-P-N	0,225	30	15	0,5	50/300	900	КТ-1–12
КТ368 АМ, БМ	N-P-N	0,225	30	15	0,5	50/450	900	КТ-26
КТ368 А9, Б9	N-P-N	0,1	30	15	0,5	50/300	900	КТ-46
КТ399 АМ	N-P-N	0,15	30	15	0,5	40/170	1800	КТ-26

Таблица 5.7

**Полосовые фильтры для трактов ПЧ АМ**

Тип изделия	Номинальная частота, кГц	Ширина полосы по уровню 6 дБ, кГц	Избирательность при расстройке, дБ, не менее	Гарантированное затухание, дБ, не менее	Вносимое затухание дБ, не более	Вх./Вых. нагрузочное сопротивление, кОм
ФП1 П1-7	465	20–26	40 ( $\pm 22,5$ кГц)	30,0	4,0	3,0/1,5
ФП1 П1-7-1	455	20–26	40 ( $\pm 22,5$ кГц)	30,0	4,0	3,0/1,5
ФП1 П1-7-М	465	16–20	50 ( $\pm 25$ кГц)	38,0	4,0	3,0/1,5
ФП1 П1-11	455	22–26	60 ( $\pm 22$ кГц)	50,0	4,0	2,4/2,4

Таблица 5.8

**Фильтры для трактов УПЧ радиоприемной аппаратуры**

Тип изделия	Номинальная частота, $f_{\text{ном}}$ , кГц	Шир. полосы пропуск. по ур. 3 дБ, кГц	Шир. полосы пропуск. по ур. 40 дБ, кГц	Вносимое затухание, дБ, не более	Гарантир. затухание, $f_n \pm 100$ кГц, дБ
ФП1 П1–12–1	455	30	60	$\leq 4,0$	$\geq 27$
ФП1 П1–12–2	455	30	50	$\leq 6,0$	$\geq 25$
ФП1 П1–12–3	450	25	70	$\leq 5,0$	$\geq 25$
ФП1 П1–12–4	500	7,8	22	$\leq 6,0$	$\geq 25$
ФП1 П1–12–5	500	24,5	60	$\leq 5,0$	$\geq 25$
ФП1 П6–4	10700	$\geq 180$	660 (по ур. 20 дБ)	$\leq 8,0$	$\geq 30$ ( $f_n + 2$ МГц)

## 6. Организационные основы курсового проектирования

---

### 6.1. Цели и задачи курсового проектирования

---

**К**урсовой проект по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» выполняется студентами на заключительном этапе изучения курса и ставит следующие цели:

- систематизация и расширение теоретических и практических знаний;
- овладение навыками самостоятельной работы при решении инженерной задачи;
- приобретение опыта работы с технической литературой и компьютерной техникой.

Практические навыки, полученные в процессе проектирования, способствуют лучшему усвоению теоретического материала, предусмотренного программой, и необходимы для выработки инженерного мышления у молодого специалиста.

В ходе проектирования рекомендуется познакомиться с оптимальными методами решения поставленной задачи радиоприема, изучить ранее разработанные аналогичные устройства и дать их критический анализ, использовать наиболее рациональные технические решения.

При составлении пояснительной записки отрабатывается умение лаконично и технически грамотно излагать вопросы проектирования, использовать расчеты, схемы, графики.

В процессе защиты вырабатываются навыки ведения дискуссии на техническую тему и корректного отстаивания правильности своего технического решения.

## 6.2. Содержание проекта

Объектом проектирования, как правило, является супергетеродинный приемник системы радиосвязи, радиовещания, телевидения или радиолокации. Типовые задания приведены в приложении 1. По предъявленным требованиям ТЗ студент должен самостоятельно классифицировать назначение радиоприемника и, исходя из этого, вести разработку структуры приемника.

По согласованию с руководителем курсового проектирования возможно также выполнение проектов исследовательского характера, связанных с разработкой методики расчета или моделированием отдельных схем и узлов обработки сигналов, а также реальное проектирование, если его объем соответствует объему типового проекта.

Представленный к защите курсовой проект должен содержать:

- пояснительную записку;
- принципиальную электрическую схему разработанного устройства и перечень элементов;
- конструкторскую документацию: чертеж печатной платы выбранного узла и сборочный чертеж на основе спроектированной печатной платы.

Пояснительная записка объемом 20–30 листов формата А4 должна содержать титульный лист, задание на проектирование, разработку структурной схемы радиоприемника и ее эскизный расчет, разработку принципиальной схемы и необходимые электрические расчеты, элементы технико-экономического обоснования принятого решения, чертеж принципиальной схемы, конструкторскую документацию, список использованной литературы и оглавление.

Чертеж принципиальной схемы может быть выполнен на листах ватмана или на миллиметровой бумаге карандашом или черной тушью, а также может быть выполнен с использованием какого-либо конструкторского пакета программ, но в полном соответствии с требованиями ЕСКД. Он должен также полностью соответствовать материалам записки и включается (вклеивается) в нее.

Конструкторская документация вычерчивается в соответствии с требованиями действующих стандартов на листах формата А3 (297х420) или А4 (210х297) и также включается в записку. При выполнении курсового проекта должны быть рассчитаны или технически обоснованы величины и параметры всех элементов устройства.

### 6.3. Календарный план выполнения курсового проекта

Систематическая работа — залог успешного и качественного выполнения курсового проекта. На проектирование отводится 10 недель. Рекомендуется работать в соответствии с планом, приведенным в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Календарный план

Неделя	Вид работы	Относительный объем, %
1	Получение и уточнение технического задания. Подбор и изучение литературы	10
2	Эскизное проектирование: выбор и обоснование структурной схемы приемника. Решение вопросов обеспечения полосы пропускания и избирательности	10
3	Выбор электронных приборов. Решение всех вопросов, связанных с усилением и помехами радиоприему. Расчет реальной чувствительности	10
4	Выбор и расчет регулировок и настроек приемника	10
5	Электрическое проектирование: Расчет преселектора (ВЦ, УРЧ)	10
6	Расчет преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты	10
7	Расчет демодулятора. Техничко-экономическое обоснование проекта	10
8	Выполнение чертежа принципиальной схемы и составление перечня основных элементов	10
9	Выполнение конструкторской документации	10
10	Окончательное оформление пояснительной записки	10

### 6.4. Оформление технической документации

Рабочая документация проекта должна состоять из:

- пояснительной записки объемом 25–30 листов;
- принципиальной схемы приемника и перечня основных элементов принципиальной схемы;
- конструкторских чертежей (печатная плата и сборочный чертеж).

Вся документация выполняется в соответствии со стандартом предприятия СТП УрФУ «Общие требования и правила оформления дипломных и курсовых проектов (работ)».



## Библиографический список

---

1. Буга Н. Н. Радиоприемные устройства / Н. Н. Буга, А. И. Фалько, Н. И. Чистяков; под ред. Н. И. Чистякова. М.: Радио и связь, 1986.
2. Бунин С. С. Справочник радиолюбителя-коротковолновика / С. С. Бунин, Л. П. Яйленко. Киев: Техника, 1984. — 264 с.
3. Головин О. В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона / О. В. Головин. М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
4. Горшелев В. Д. Основы проектирования радиоприемников / В. Д. Горшелев, З. Г. Красноцветова, Б. Ф. Федорцев. Л.: Энергия, 1977. — 384 с.
5. Кульский А. Л. КВ-приемник мирового уровня / А. Л. Кульский. М.: Наука и техника, 2000. — 352 с.
6. Нефедов А. В. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Микросхемы: справочник / А. В. Нефедов, А. И. Аксенов. М.: Радио и связь, 1995. — 256 с.
7. Никитин Н. П. Проектирование радиоприемных устройств на базе аналоговых блоков: учебно-методическое пособие / Н. П. Никитин, В. В. Кийко. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004. — 113 с.
8. Основы телевизионной техники / В. И. Лузин, Н. П. Никитин, В. Г. Стефанович [и др.]. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2002. — 376 с.
9. Перельман Б. Л. Полупроводниковые приборы: справочник / Б. Л. Перельман. М.: НТЦ Микротех, 2000. — 176 с.
10. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: справочник / под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1983. — 182 с.
11. Проектирование радиолокационных приемных устройств: учебн. пособие / А. П. Голубков, А. Д. Далматов, А. П. Лукош-

- кин [и др.]; под ред. М. А. Соколова. М.: Высш. шк., 1984. — 335 с.
12. Сиверс, А. П. Проектирование радиоприемных устройств / А. П. Сиверс. М.: Сов. радио, 1976. — 488 с.
  13. Разработка и оформление конструкторской документации РЭА: справ. пособие / Э. Т. Романычева, А. К. Иванова, А. С. Куликов, Т. П. Новикова. М.: Радио и связь, 1984. — 256 с.
  14. Семенов Б. Ю. Современный тюнер своими руками / Б. Ю. Семенов. М.: Солон-Р, 2001. — 352 с.
  15. Стандарты предприятия СТП УГТУ-УПИ 1–96. Общие требования и правила оформления дипломных и курсовых проектов (работ). Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 1996.
  16. Радиоприемные устройства / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин [и др.]; под ред. проф. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003. — 520 с.
  17. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов / Е. А. Колосовский. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. — 456 с.: ил.
  18. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров / Р. Зааль. М.: Радио и связь, 1983. — 753 с.: ил.

# Приложение

## Варианты заданий

Исходные данные для выполнения курсового проекта приведены в табл. П. 1. Вариант  $fd$  задания определяется по последней и третьей с конца цифрам номера зачетной книжки студента. Так, например, если номер книжки  $xxabcdef$ , то номер варианта —  $fd$ . Вид приёмного устройства определяется по набору значений параметров выбранного варианта.

Таблица П. 1

Варианты заданий

Номер варианта ( $fd$ )	Диапазон принимаемых частот, МГц	Чувствительность, мкВ (пВт для РЛС)	Ширина спектра сообщения, кГц, или скорость передачи данных, кбит/с	Избирательность по каналу прямого прохождение, дБ	Избирательность по зеркальному каналу, дБ	Избирательность по соседнему каналу, дБ	Эффективность системы АРУ	Длительность импульса, мкс	Время установления импульса, мкс	Коэффициент различимости	Тип модуляции	Тип сигнала
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
01	0,52...1,6	40	6	40	20	40	60/6				АМ	А
02	0,52...1,6	50	7	35	25	45	60/5				АМ	А
03	0,15...0,408	60	8	30	30	50	70/8				АМ	А
04	0,15...0,408	70	9	25	35	55	50/5				АМ	А
05	0,15...0,408	80	10	20	40	60	60/4				АМ	А

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
06	7,1...9,77	5	8	40	20	40	60/6				AM	A
07	3,2...6,2	7	9	35	25	45	60/5				AM	A
08	9,5...12,1	9	10	30	30	50	70/8				AM	A
09	7,1...19,77	11	11	25	35	55	50/5				AM	A
10	3,95...8,2	13	12	20	40	60	60/4				AM	A
11	9,5...16,1	15	14	22	43	62	60/4				AM	A
12	65,8...73	45	150	25	10	3					ЧМ	A
13	65,8...73	55	150	30	11	4					ЧМ	A
14	65,8...73	65	150	33	12	5					ЧМ	A
15	87,5...108	75	200	30	13	3,6					ЧМ	A
16	87,5...108	85	210	33	14	4					ЧМ	A
17	87,5...108	95	220	36	15	3,7					ЧМ	A
18	87,5...108	105	230	39	16	5					ЧМ	A
19	87,5...108	115	240	42	17	3,8					ЧМ	A
20	87,5...108	125	250	45	18	6					ЧМ	A
21	1000	0,3		3	6			8,50	0,4	1,0	AM	A
22	1100	0,4		4	6			8,0	0,5	1,1	AM	A
23	1200	0,5		5	6			7,50	0,6	1,2	AM	A
24	1300	0,6		3	6			7	0,7	1,3	AM	A
25	1400	0,7		4	6			6,50	0,8	1,4	AM	A
26	1500	0,8		5	6			6	0,9	1,5	AM	A
27	1600	0,9		3	6			5,50	0,4	1,6	AM	A
28	1700	1,0		4	6			5	0,5	1,7	AM	A
29	1800	1,1		5	6			4,50	0,6	1,8	AM	A
30	1900	1,2		3	6			4	0,7	1,9	AM	A
31	2000	1,3		4	6			3,50	0,8	1,0	AM	A
32	2100	1,4		5	6			3	0,9	1,1	AM	A
33	2200	1,5		3	6			2,5	0,5	1,2	AM	A
34	2300	1,6		4	6			2	0,6	1,3	AM	A
35	2400	1,7		5	6			8,50	0,4	1,4	AM	A
36	2500	1,8		3	6			8,0	0,5	1,5	AM	A
37	2600	1,9		4	6			7,50	0,6	1,6	AM	A
38	2700	2,0		5	6			7	0,7	1,7	AM	A
39	2800	2,1		3	6			6,50	0,8	1,8	AM	A
40	2900	2,2		4	6			6	0,9	1,9	AM	A
41	3000	2,3		5	6			5,50	0,4	1,0	AM	A
42	3100	2,4		3	6			5	0,5	1,1	AM	A
43	3200	2,5		4	6			4,50	0,6	1,2	AM	A
44	3300	2,6		5	6			4	0,7	1,3	AM	A
45	3400	2,7		3	6			3,50	0,8	1,4	AM	A
46	3500	2,8		4	6			3	0,9	1,5	AM	A

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
47	3600	2,9		5	6			2,5	0,5	1,6	AM	A
48	3700	2,0		3	6			2	0,6	1,4	AM	A
49	3800	2,1		4	6			3	0,9	1,5	AM	A
50	3900	2,2		5	6			4	1	1,6	AM	A
51	433,92	3,0	2	50	30	43				2,0	AM	Ц
52	433,92	3,2	2,4	53	33	47				2,1	AM	Ц
53	433,92	3,4	2,8	56	36	51				2,2	AM	Ц
54	433,92	3,6	3	59	39	55				2,3	AM	Ц
55	433,92	3,8	3,1	62	42	59				2,4	AM	Ц
56	433,92	4,0	2,6	65	45	63				2,5	AM	Ц
57	433,92	4,2	2,2	68	48	45				2,6	AM	Ц
58	433,92	4,4	2,9	71	51	48				2,7	AM	Ц
59	433,92	4,6	3	74	54	51				2,8	AM	Ц
60	433,92	4,8	3,1	77	57	54				2,9	AM	Ц
61	3...14	2,0	3,0	50	70	60	70/3				AM	A
62	4...16	2,2	3,2	52	67	59	70/5				AM	A
63	5...20	2,4	3,4	54	64	58	70/7				AM	A
64	10...20	2,6	3,6	56	61	57	70/9				AM	A
65	7...14	2,8	3,8	58	58	56	74/5				AM	A
66	9...15	3,0	4,0	60	55	55	70/10				AM	A
67	5...15	3,2	4,2	62	52	54	74/6				AM	A
68	3...10	3,4	4,4	64	49	53	70/11				AM	A
69	11...19	3,6	4,6	66	46	52	74/7				AM	A
70	14...25	3,8	4,8	68	70	51	70/12				AM	A
71	3...12	2,0	3,0	70	67	50	74/8				AM	A
72	6...18	2,2	3,2	72	64	60	70/13				AM	A
73	8...22	2,4	3,4	74	61	59	74/9				AM	A
74	3...15	2,6	3,6	76	58	58	70/14				AM	A
75	4...21	2,8	3,8	78	55	57	74/10				AM	A
76	6...17	3,0	4,0	80	52	56	65/5				AM	A
77	9...24	3,2	4,2	78	49	55	66/4				AM	A
78	7...16	3,4	4,4	76	46	54	63/8				AM	A
79	21...24	3,6	4,6	74	55	53	70/7				AM	A
80	10...25	3,8	4,8	72	40	52	65/4				AM	A
81	25,165... 29,945	0,8	3	70	70	60	74/7				AM+ ЧМ	A
82	25,165... 29,945	1,0	3	72	72	65	70/12				AM+ ЧМ	A
83	25,165... 29,945	1,1	3	74	74	70	74/8				AM+ ЧМ	A

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
84	25,165... 29,945	1,2	3	76	76	60	70/13				АМ+ ЧМ	А
85	25,165... 29,945	1,4	3	78	78	65	74/9				АМ+ ЧМ	А
86	144...146	0,8	3	70	70	70					ЧМ	А
87	144...146	1,0	3	72	72	60					ЧМ	А
88	144...146	1,1	3	74	74	65					ЧМ	А
89	144...146	1,2	3	76	76	70					ЧМ	А
90	144...146	1,4	3	78	78	65					ЧМ	А
91	110...250	2,4	3,1	48	54	50					ЧМ	А
92	150...280	2,6	3,2	50	56	54					ЧМ	А
93	200...400	2,8	3,3	52	58	58					ЧМ	А
94	140...320	2,4	3,4	54	60	62					ЧМ	А
95	240...400	2,6	3,5	56	62	66					ЧМ	А
96	120...230	2,8	3,6	58	64	50					ЧМ	А
97	180...350	2,4	3,7	60	66	54					ЧМ	А
98	150...300	2,6	3,8	62	68	58					ЧМ	А
99	200...360	2,8	3,9	64	70	62					ЧМ	А
00	130...170	2	4	66	72	66					ЧМ	А

## Примечания:

В столбце «тип сигнала» индекс «А» — аналоговый сигнал, индекс «Ц» означает цифровой импульсный сигнал.

В столбце «тип модуляции» индекс «АМ» означает амплитудная модуляция или манипуляция, индекс «ЧМ» — частотная модуляция или манипуляция. «АМ+ЧМ» — возможность выбора оператором типа модуляции при приеме.

В 3-м столбце чувствительность для радиолокационных приемников задается в пВт, для остальных типов приемников в мкВ.







*Учебное издание*

**Марков Юрий Викторович**  
**Боков Александр Сергеевич**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ  
ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

Редактор Н. П. Кубыщенко  
Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 13.08.2015. Формат 70×100 1/16.  
Бумага писчая. Плоская печать. Гарнитура Newton.  
Уч.-изд. л. 5,9. Усл. печ. л. 9,0. Тираж 100 экз.  
Заказ 235

Издательство Уральского университета  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5  
Тел.: 8(343)375-48-25, 375-46-85, 374-19-41.  
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4  
Тел.: 8(343) 350-56-64, 350-90-13. Факс: 8(343) 358-93-06.  
E-mail: press-urfu@mail.ru



**МАРКОВ ЮРИЙ ВИКТОРОВИЧ**

кандидат технических наук, доцент кафедры  
радиоэлектроники информационных систем



**БОКОВ АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ**

кандидат технических наук, доцент кафедры  
радиоэлектроники информационных систем